ОСНОВЫ ПРОМЫШЛЕННОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

ПРОГРАММИРОВАННОЕ УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ

ЧАСТЬ II

621.38
О-75

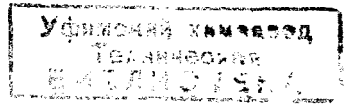
ОСНОВЫ ПРОМЫШЛЕННОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

ПРОГРАММИРОВАННОЕ УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ

ЧАСТЬ II

Допущено Министерством высшего и среднего специального образования СССР в качестве учебного пособия для студентов неэлектротехнических специальностей вузов

47757



ИЗДАТЕЛЬСТВО «ВЫСШАЯ ШКОЛА»
Москва 1971

6ФО.3
О-75
УДК 621. 380

Герасимов В. Г. и др.
О-75 Основы промышленной электроники. Программированное учебное пособие. Учеб. пособие для неэлектротехн. специальностей вузов. Ч. II. М., «Высш. школа», 1971. 336 с. с илл. Перед загл. авт.: В. Г. Герасимов, О. М. Князьков, А. Е. Краснопольский [и др.].

Книга представляет собой вторую часть программированного учебного пособия по курсу «Основы промышленной электроники». В ней рассматриваются принцип действия, методика расчетов и области применения усилителей, выпрямителей, генераторов и некоторых измерительных электронных устройств.

Предназначается в качестве учебного пособия для студентов неэлектротехнических специальностей вузов.

6ФО.3

3—3—12
91—71

Рецензенты:
кафедра электротехники и электроники МАТИ;
проф. В. В. Ясинский (Московский институт тонкой химической технологии).

ПРЕДИСЛОВИЕ

Книга представляет собой вторую часть программированного учебного пособия по курсу «Основы промышленной электроники» для студентов неэлектротехнических специальностей высших учебных заведений. Первая часть курса изложена в книге В. Г. Герасимова, О. М. Князькова, А. Е. Краснопольского и А. Д. Покровского, выпущенной издательством «Высшая школа» в 1969 г.

Программированное обучение как одна из форм стимулирования самостоятельной работы учащихся находит все более широкое применение. Учебное пособие, использующее методы программированного обучения, позволяет в некоторой степени учесть индивидуальные особенности студентов, поскольку объем изучаемого материала зависит от правильности ответов на контрольные вопросы. Кроме того, программированное учебное пособие способствует лучшему усвоению материала и дает возможность студентам оценить уровень приобретенных знаний, что особенно важно, так как при отсутствии упражнений по курсу у них часто создается иллюзия полного понимания материала.

Как и в первой части, весь объем книги разбит на «кванты», которые нумеруются трехзначным индексом и сопровождаются контрольным вопросом с несколькими ответами. Как правило, только один ответ из предлагаемых верен. Иногда наряду с абсолютно верными есть частично правильные ответы, о чем обязательно сообщается читателю в комментарии к соответствующему ответу.

При составлении пособия была принята разветвленная программа. Разветвление программы идет через дополнительные вопросы, которые ставятся в комментариях к ответам на основные вопросы. Если дополнительный вопрос предлагается в комментарии к правильному ответу, то он идет в развитие изложенного в «кванте» материала. Допол-

нительный же вопрос, поставленный в комментарии к неправильному ответу, должен помочь студенту ответить на основной вопрос «кванта». Такой дополнительный вопрос аналогичен «наводящему» вопросу экзаменатора.

В качестве неправильных использованы наиболее типичные неправильные ответы, даваемые студентами на зачетах, экзаменах и при защите отчетов по лабораторным работам в процессе преподавания курса «Основы промышленной электроники» на ряде неэлектротехнических факультетов Московского энергетического института.

В предлагаемой книге рассмотрены принципы действия, методика расчетов и области применения таких широко используемых в промышленной электронике устройств, как усилители, генераторы, выпрямители, некоторые релейные и измерительные устройства. Вопросы, связанные с принципом действия, устройством и характеристиками электронных ламп, ионных, полупроводниковых, электронно-лучевых приборов и фотоэлементов, разобраны в первой части пособия.

Несомненно, что данная книга не лишена недостатков, поэтому все замечания и предложения по улучшению ее содержания авторы примут с благодарностью и просят направлять их в адрес издательства (Москва, К-51, Неглинная ул., 29/14, Издательство «Высшая школа»).

Авторы

ГЛАВА 1

УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ

§ 1.1. Классификация усилителей

1.1.1. Усиление сигналов — задача, возникающая во многих отраслях современной науки и техники. Например, для того чтобы привести в действие исполнительный двигатель автоматического потенциометра, применяемого в системе автоматического регулирования температуры, необходимо усилить слабые электрические сигналы, получаемые от термопары, установленной в объекте. Для усиления сигналов используются разнообразные усилители.

В любом усилителе происходит преобразование энергии источника питания в энергию, отдаваемую полезной нагрузке на выходе усилителя. В состав усилителя входят нелинейные элементы (электронные лампы, транзисторы, магнитные сердечники и т. д.), называемые *усилительными элементами*, с помощью которых входной (усиливаемый) сигнал преобразуется в выходной (усиленный) сигнал. Можно сказать, что входной сигнал управляет потоком энергии от источника питания в нагрузку. Это управление и осуществляется усилительными элементами. Выходная величина в усилителе представляет собой непрерывную функцию входного сигнала. Например, если в усилителе напряжения входным сигналом являются прямоугольные импульсы напряжения, то в нагрузке усилителя возникают аналогичные импульсы, но большей амплитуды.

В зависимости от вида энергии источника питания усилители подразделяются на электрические, пневматические, гидравлические, механические и т. д. По типу используемых усилительных элементов электрические усилители делятся на электронные (ламповые и полупроводниковые), электромашинные, магнитные и диэлектрические. В ламповых усилителях применяются электронные лампы, а в полупроводниковых — транзисторы. Ламповые и полупровод-

никовые усилители обладают рядом преимуществ по сравнению с остальными. Важнейшие из них:

1) возможность усиления очень слабых сигналов (мощностью порядка 10^{-22} *вт*);

2) широкий диапазон частот усиливаемых сигналов — от нуля до тысяч мегагерц;

3) простота, малые габариты и вес.

Хотя в любом усилителе происходит усиление мощности сигнала, на практике их делят на три группы: усилители напряжения, тока и мощности. Если усилитель предназначен для усиления напряжения (или тока), то говорят об усилителе напряжения (или тока). Если же назначение усилителя состоит в передаче во внешнюю нагрузку определенной мощности при соответствующем входном сигнале, то говорят об усилителе мощности.

Диапазон частот, в котором усиление не ниже заданного уровня, называется полосой пропускания усилителя. В зависимости от полосы пропускания ламповые и полупроводниковые усилители классифицируются следующим образом:

1) усилители медленно изменяющихся сигналов с полосой пропускания от нуля до нескольких килогерц; эти усилители принято условно называть усилителями постоянного тока;

2) широкополосные усилители, используемые обычно для усиления несинусоидальных сигналов, частотный спектр которых содержит частоты от единиц герц до десятков мегагерц; особую разновидность широкополосных усилителей представляют усилители низкой частоты с полосой пропускания от десятков герц до десятков килогерц;

3) избирательные усилители, полоса пропускания которых сужена с целью усиления сигналов определенной частоты; чаще всего избирательные усилители используются в области высоких частот в диапазоне от сотен килогерц до нескольких десятков мегагерц.

В тех случаях, когда требуется усиление весьма слабых сигналов, используется несколько ступеней (каскадов) усиления. Такие усилители называются многокаскадными. Для связи между каскадами применяются различные схемы соединения.

В усилителях постоянного тока применяется гальваническая связь между каскадами, т. е. соединение их с помощью резисторов. В широкополосных усилителях чаще всего используется резисторно-емкостная связь, образуемая

конденсатором связи и резистором. В некоторых избирательных усилителях, а иногда и в усилителях низкой частоты используется трансформаторная связь между каскадами.

Вопрос. Являются ли усилителями повышающий трансформатор и колебательный *LC*-контур?

1. Да (п. 1.1.2).
2. Нет (п. 1.1.3).
3. Только повышающий трансформатор (п. 1.1.4).
4. Только колебательный контур *LC*-контур (п. 1.1.5).

1.1.2. Вы ошибаетесь. Ведь трансформатор не усиливает мощность, а в любом усилителе происходит усиление мощности. Если обратиться к определению усилителя в п. 1.1.1, то можно заметить, что некоторые признаки усилителя имеет и повышающий трансформатор. В самом деле, выходная величина (напряжения на вторичной обмотке) больше входной величины (напряжения на первичной обмотке) и является непрерывной функцией последней. Трансформатор можно назвать и преобразователем энергии, поскольку электрическая энергия одного напряжения преобразуется в энергию другого напряжения. Но трансформатор преобразует энергию с и г н а л а, а не энергию источника питания, как это делает усилитель.

Вернитесь к п. 1.1.1 и выберите правильный ответ.

1.1.3. Вы правы. Трансформатор не может быть отнесен к усилителям, поскольку он преобразует энергию сигнала, а не энергию источника питания, и, следовательно, в нем не происходит увеличения энергии сигнала. Кроме того, в любом усилителе в качестве усилительных используются нелинейные элементы (электронные лампы, транзисторы и т. д.), которые позволяют сигналу управлять потоком энергии от источника питания в нагрузку (например, изменять ток в нагрузке, соединенной последовательно с источником питания и лампой). Трансформатор же обычно представляет собой линейный четырехполюсник.

Колебательный *LC*-контур также нельзя отнести к усилителям по тем же причинам, хотя в контуре выходная величина может быть больше входной. Например, напряжение на индуктивности в последовательном *RLC*-контуре в Q раз больше напряжения на самом контуре $\left(Q = \frac{\omega L}{R} - \text{добротность контура}\right)$.

Переходите к § 1.2.

1.1.4. Повышающий трансформатор позволяет получить напряжение на выходе больше, чем на входе, т. е. имеет

коэффициент передачи по напряжению $K_U = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} > 1$. Однако трансформатор не является усилителем. Ведь в усилителе сигнал усиливается за счет использования энергии источника питания, а в трансформаторе он отсутствует. Поэтому трансформатор, как известно, не дает увеличения мощности, в то время как в усилителе мощность сигнала возрастает. Кроме того, усилитель обязательно включает в себя нелинейный элемент (электронная лампа, транзистор и т. д.), с помощью которого и происходит управление энергией источника питания. Трансформатор же, как правило, работает в линейном режиме. Следовательно, Вы выбрали неправильный ответ.

Вернитесь к п. 1.1.1 и постарайтесь ответить верно.

1.1.5. Вы правы, трансформатор нельзя считать усилителем хотя бы потому, что он не обладает источником питания, энергия которого передается в нагрузку. Но почему Вы решили отнести к усилителям колебательный *LC*-контур? Несмотря на то что выходная величина в контуре может быть больше входной, усиления мощности сигнала в *LC*-контуре не происходит.

Рассмотрим для примера последовательный *RLC*-контур. Если считать входной величиной напряжение на контуре $U_к$, а выходной — напряжение на индуктивности U_L, то на резонансной частоте $\frac{U_L}{U_к} > 1$, если добротность контура $Q = \frac{\omega L}{R} > 1$. Таким образом, контур может преобразовать сигнал, но при этом мощность сигнала не возрастает, так как нет притока энергии от источника питания.

Надеемся, что Вы поняли свою ошибку, и отсылаем Вас к пояснениям в п. 1.1.3.

§ 1.2. Принцип действия ламповых усилительных каскадов

1.2.1. Изучение усилительных схем начнем с однокаскадных усилителей на электронных лампах.

Схема простейшего однокаскадного усилителя на триоде приведена на рис. 1.1.

В анодную цепь усилителя последовательно с лампой включен источник анодного питания с э.д.с. $E_а$ и анодная нагрузка $R_а$, а в сеточную цепь — э.д.с. $E_с$ и сеточный

резистор R_c. Источник анодного питания E_a служит для создания анодного тока. На нагрузке R_a возникает усиленное напряжение. Источник E_c, обеспечивающий отрицательный потенциал сетки относительно катода, называют источником смещения.

Чаще всего ламповые усилители работают при отрицательных потенциалах сетки, когда сеточный ток очень мал и не вносит искажений усиливаемого сигнала.

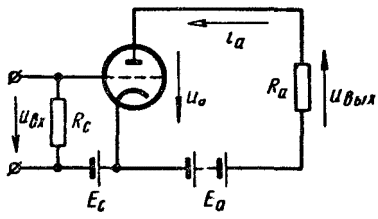


Рис. 1.1. Схема простейшего лампового усилителя

Сеточный резистор R_c служит для соединения управляющей сетки с отрицательным полюсом источника смещения E_c. К зажимам R_c подводится усиливаемое входное напряжение $u_{вх}$. Этот резистор предназначен также для стабилизации входного сопротивления каскада. Если резистор R_c отсутствует, то входное сопротивление определяется большим (10^7— 10^9 *ом*) и нестабильным сопротивлением изоляции между выводами сетки и катода лампы (это сопротивление зависит от чистоты стекла баллона лампы, от влажности окружающей среды и т. д.). Кроме того, при большом входном сопротивлении (10^7— 10^9 *ом*) даже весьма малый ($10^{-8} \div 10^{-6}$ *а*) сеточный ток может создать на этом сопротивлении значительное падение напряжения, которое изменит первоначально выбранный режим работы лампы. Сопротивление резистора R_c должно быть во много раз больше внутреннего сопротивления источника входного сигнала, чтобы на внутреннем сопротивлении не терялась значительная часть сигнала. Верхний предел сопротивления R_c определяется допустимой величиной падения напряжения на сопротивлении R_c от сеточного тока, причем эта величина должна быть значительно меньше входного напряжения. Исходя из этого сопротивление резистора R_c в усилителях обычно выбирают в пределах 100 *ком* — 1 *Мом*.

Принцип действия лампового усилителя напряжения заключается в том, что изменяющееся входное напряжение $u_{вх}$ вызывает изменение анодного тока i_a, благодаря чему на нагрузке R_a выделяется выходное напряжение $u_{вых} = R_a i_a$, пропорциональное входному напряжению,

причем выходное напряжение может быть во много раз больше входного.

Вопрос. Что Вы можете сказать о необходимости включения резистора R_c в случаях, когда сигнал на сетку лампы поступает через трансформатор или конденсатор (рис. 1.2)?

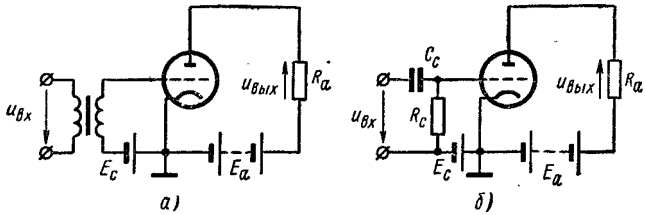


Рис. 1.2. К вопросу п.1.2.1

1. Резистор R_c не нужен в обоих случаях (п. 1.2.2).
2. Резистор R_c необходим только во втором случае (п. 1.2.6).
3. Резистор R_c необходим в обоих случаях (п. 1.2.7).

1.2.2. Рассмотрим схемы входных цепей усилителя в обоих случаях (рис. 1.2).

Если сигнал поступает на вход усилителя через трансформатор (рис. 1.2, *а*), то роль резистора R_c выполняет вторичная обмотка трансформатора, обладающая некоторым активным сопротивлением. В этом случае резистор R_c можно не включать. Если же сигнал поступает на вход усилителя через конденсатор (рис. 1.2, *б*), то при отсутствии резистора R_c потенциал сетки лампы определяется падением напряжения от сеточного тока на сопротивлении изоляции сетка — катод лампы. Потенциал сетки при этом уже не определяется источником смещения E_c, поскольку конденсатор C_c не пропускает постоянное напряжение смещения на сетку. Нормальный режим работы усилителя нарушается. Следовательно, резистор R_c в этом случае необходим.

Итак, Вы ответили неправильно, постарайтесь теперь решить, в какой схеме правильно включен резистор R_c (рис. 1.3)?

1. Рис. 1.3, *а* (п. 1.2.3).
2. Рис. 1.3, *б* (п. 1.2.4).
3. Рис. 1.3, *в* (п. 1.2.5).

1.2.3. Снова ошибка. Вы плохо разобрались в материале п. 1.2.1.

Если включить резистор R_c так, как показано на рис. 1.3, *а*, то это позволит стабилизировать входное сопротивление каскада. Но смещение на сетку не подается, поскольку конденсатор C_c не пропускает постоянную составляющую напряжения. Следовательно, режим работы усилителя по-прежнему нарушен, что приводит к искажениям сигнала на выходе усилителя.

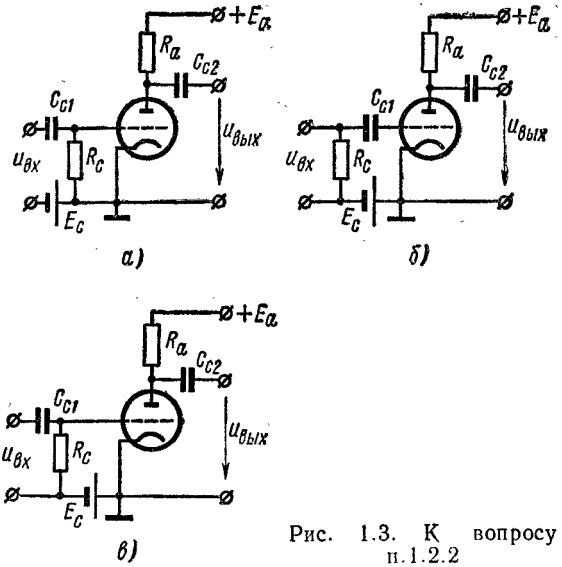


Рис. 1.3. К вопросу п.1.2.2

Вернитесь к п. 1.2.1 и выберите правильный ответ.

1.2.4. Вы ответили неправильно. При таком включении резистор R_c не выполняет своих функций в усилителе. Нельзя забывать, что конденсатор C_{c1} представляет собой бесконечно большое сопротивление для постоянной составляющей тока.

Вернитесь к п. 1.2.1, разберитесь, в чем состоят функции резистора R_c, а затем выберите правильный ответ.

1.2.5. На этот раз Вы правы. При таком включении резистор R_c выполняет обе свои функции — стабилизирует входное сопротивление каскада и позволяет подключить источник смещения E_c между сеткой и катодом лампы.

Переходите к п. 1.2.7.

1.2.6. Вы правильно считаете, что нет необходимости включать резистор R_c параллельно вторичной обмотке

трансформатора. Эта обмотка с успехом выполняет обе функции резистора R_c — стабилизирует входное сопротивление каскада и служит для подключения источника смещения E_c между сеткой и катодом лампы. Включение резистора R_c в этом случае не имеет смысла, так как активное сопротивление вторичной обмотки трансформатора значительно меньше сопротивления резистора R_c.

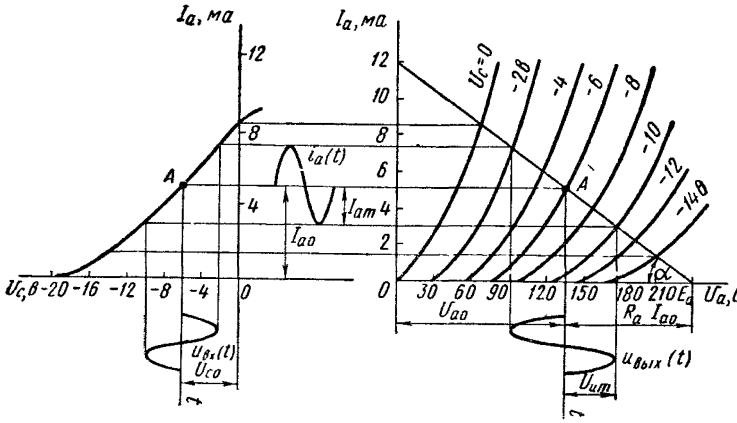


Рис. 1.4. Построение динамической характеристики триода

Во втором случае резистор R_c необходим, поскольку конденсатор C_c не пропускает постоянную составляющую тока. Следовательно, при отсутствии резистора R_c потенциал сетки определяется падением напряжения от источника тока на сопротивлении изоляции сетка — катод лампы, а источник E_c не подключен между сеткой и катодом, что приводит к искажениям выходного напряжения усилителя.

Переходите к п. 1.2.8.

1.2.7. Вы правильно считаете, что во втором случае резистор R_c необходим. Однако если сигнал подается на вход усилителя через трансформатор, необходимость в резисторе R_c отпадает. В самом деле, резистор R_c будет шунтирован малым активным сопротивлением вторичной обмотки трансформатора и практически никак не повлияет на потенциал сетки.

Прочтите пояснения к правильному ответу в п. 1.2.6.

1.2.8. Для анализа работы усилителя воспользуемся анодными характеристиками триода (рис. 1.4).

Для анодной цепи усилителя (см. рис. 1.1) уравнение, составленное по второму закону Кирхгофа, имеет вид

$$E_a = U_a + R_a I_a. \qquad (1.1)$$

Графическое решение этого уравнения при постоянном сеточном напряжении определяется точкой пересечения соответствующей анодной характеристики с вольтамперной характеристикой резистора R_a, представляющей собой прямую линию, проведенную из точки E_a на оси абсцисс под углом α, пропорциональным $\operatorname{arcctg} R_a$. Эту характеристику, называемую линией нагрузки, можно построить в соответствии с уравнением (1.1) по двум точкам: $U_a = 0$, $I_a = \frac{E_a}{R_a}$ и точке $I_a = 0$, $U_a = E_a$.

При изменении сеточного напряжения U_c точка A (рис. 1.4), определяющая режим анодной цепи, перемещается вдоль линии нагрузки.

Перпендикуляр, опущенный на ось абсцисс из точки пересечения линии нагрузки с соответствующей анодной характеристикой, отсекает на оси абсцисс два отрезка, соответствующие напряжению на лампе U_a и падению напряжения на анодном сопротивлении $R_a I_a$. В сумме эти отрезки соответствуют э.д.с. источника анодного питания E_a.

Задаваясь значениями сеточного напряжения, можно по точкам пересечения линии нагрузки с соответствующими анодными характеристиками построить зависимость анодного тока от сеточного напряжения усилителя с анодной нагрузкой R_a. Эта зависимость называется динамической анодно-сеточной характеристикой, которую часто для краткости называют просто динамической характеристикой. Вид динамической характеристики определяется типом лампы, сопротивлением нагрузки и э.д.с. источника анодного питания E_a. Чем меньше сопротивление анодной нагрузки, тем круче динамическая характеристика, так как анодный ток с уменьшением сопротивления R_a увеличивается. Предельным случаем динамической анодно-сеточной характеристики (при $R_a = 0$) является статическая анодно-сеточная характеристика лампы.

На рис. 1.4 дано построение динамической характеристики триода лампы 6С3Б для $E_a = 240$ *в* и $R_a = 20$ *ком*.

Вопрос. Как зависит напряжение запирания лампы $U_{зап}$ от величины сопротивления R_a?

1. $|U_{зап}|$ с увеличением сопротивления R_a возрастает (п. 1.2.9).

2. $|U_{зап}|$ с увеличением сопротивления R_a убывает (п. 1.2.10).

3. $|U_{зап}|$ не зависит от сопротивления R_a (п. 1.2.11).

1.2.9. Вы считаете, что с увеличением сопротивления R_a возрастает абсолютное значение напряжения запирания. Это не так. Возможно, Вы забыли, что такое $U_{зап}$. Напряжение запирания — это та минимальная величина отрицательного сеточного напряжения, при которой анодный ток лампы становится равным нулю. Увеличение напряжения запирания (по абсолютной величине) может быть вызвано увеличением напряжения, приложенного между анодом и катодом лампы. При включении же резистора в анодную цепь лампы анодное напряжение уменьшается из-за падения напряжения на сопротивлении R_a.

Вернитесь к п. 1.2.8 и выберите правильный ответ.

1.2.10. Вы считаете, что с увеличением сопротивления R_a напряжение запирания убывает по абсолютной величине. Это неверно. Но не огорчайтесь, это очень распространенная ошибка. Вы, видимо, рассуждали так. При увеличении сопротивления R_a возрастает падение напряжения на нем, уменьшаются анодное напряжение лампы и анодный ток. Следовательно, динамическая анодно-сеточная характеристика идет ниже и $|U_{зап}|$ уменьшается. Действительно, динамическая характеристика идет ниже и притом более полого. Но для любого значения R_a она начинается из одной и той же точки на оси абсцисс, соответствующей напряжению запирания $U_{зап}$. Это и понятно. Ведь при стремлении анодного тока к нулю стремится к нулю падение напряжения на сопротивлении R_a, а анодное напряжение лампы стремится к э.д.с. источника анодного питания E_a независимо от величины R_a. Надеемся, что Вы поняли свою ошибку и отсылаем Вас к п. 1.2.12 для дальнейшей работы.

1.2.11. Правильно. Это следует непосредственно из уравнения (1.1). При увеличении сопротивления R_a возрастает падение напряжения на анодном резисторе, но при стремлении сеточного напряжения к $U_{зап}$ анодный ток стремится к нулю, а $U_a \to E_a$. Следовательно, при любом значении R_a напряжение запирания, зависящее от анодного напряжения лампы, одинаково, что иллюстрируется рис. 1.5, на котором представлены статическая ($R_a = 0$) и динамические характеристики триода 6С3Б для двух значений сопротивлений резистора R_a.

Переходите к п. 1.2.12.

1.2.12. Определенному значению э.д.с. E_c источника смещения соответствует в режиме покоя (при $u_{вх} = 0$) рабочая точка A на динамической характеристике и на семействе анодных характеристик. Эта точка определяет напряжение смещения $U_{c0} = E_c$, значения анодного тока I_{a0}, напряжения на лампе U_{a0} и на анодной нагрузке $R_a I_{a0}$ в режиме покоя (см. рис. 1.4).

При воздействии на вход усилителя переменного напряжения $u_{вх}$ сеточное напряжение $u_c = E_c + u_{вх}$ изменяется точно так же, как и $u_{вх}$. Изменения анодного тока соответствуют изменениям напряжения $u_{вх}$ (рис. 1.4). Таким образом, анодный ток при наличии входного переменного напряжения имеет как постоянную составляющую I_{a0}, так и переменную составляющую i_a.

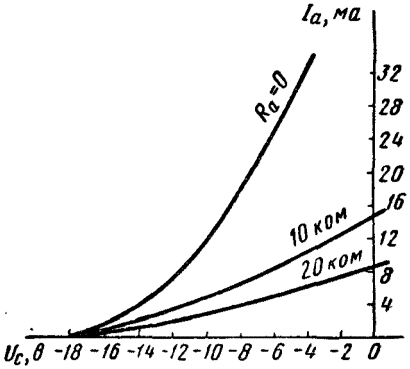


Рис. 1.5. Статическая и динамические характеристики триода

Если сеточное напряжение меняется в пределах линейного участка динамической характеристики, то форма кривой анодного тока i_a, а следовательно, и выходного напряжения $u_{вых} = R_a i_a$ повторяет форму кривой входного напряжения. Если это условие не выполняется, то формы кривых i_a и $u_{вых}$ искажаются. Эти искажения называются нелинейными, так как они обусловлены нелинейностью динамической характеристики.

При изменении анодного тока меняется напряжение на лампе и на анодной нагрузке в соответствии с уравнением (1.4). Из уравнения (1.1) видно, что с увеличением анодного тока напряжение на нагрузке возрастает, а на лампе уменьшается на ту же величину. Следовательно, переменные составляющие напряжения на лампе и на резисторе R_a одинаковы по амплитуде, но противоположны по фазе. Амплитуда переменной составляющей выходного напряжения $U_{вых\,m} = R_a I_{am}$ обычно во много раз превышает амплитуду входного напряжения, что и составляет сущность процесса усиления. Так, для рассматриваемого триода 6С3Б

при $R_a = 20$ *ком* амплитуда выходного напряжения составляет $U_{вых\ m} = 45$ *в* при $U_{вх\ m} = 4$ *в*.

Усиленное выходное напряжение может быть получено как с нагрузки, так и с лампы. Однако на практике удобнее получать усиленное напряжение с лампы, так как в схемах усилителей катод обычно заземляется по переменной составляющей, и выходное напряжение снимается между заземленной точкой и анодом лампы. Во втором случае выходное напряжение пришлось бы снимать между «плюсом» источника анодного питания и анодом лампы, и оба выходных зажима усилителя оказались бы под воздействием относительно высокого постоянного напряжения, что вызывает трудности при соединении усилительных каскадов.

Вопрос. Чему равен фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями рассмотренного усилителя, если выходное напряжение снимается с лампы?

1. Сдвиг фаз равен π (п. 1.2.13).
2. Сдвиг фаз равен 0 (п. 1.2.14).
3. Сдвиг фаз равен $\pi/2$ (п. 1.2.15).

1.2.13. Вы правы. Это можно проверить графическим построением, выполненным на рис. 1.4. При возрастании входного напряжения от нуля до $U_{вх\ m} = 4$ *в* напряжение между сеткой и катодом возрастает от —6 до —2*в*, а напряжение на аноде лампы убывает от 135 до 90 *в*. Следовательно, переменная составляющая выходного напряжения имеет амплитуду $U_{вых\ m} = 45$ *в* и находится в противофазе к входному напряжению. Это же следует и из уравнения (1.1).

Переходите к изучению режимов работы усилительных каскадов в § 1.3.

1.2.14. Анодный ток i_a изменяется в фазе с входным напряжением (это видно из рис. 1.4). Падение напряжения на резисторе R_a, равное $R_a i_a$, также имеет нулевой сдвиг по фазе относительно входного напряжения. Но, как говорилось в п. 1.2.12, напряжение на лампе u_a противофазно по отношению к напряжению $R_a i_a$ на резисторе R_a. Это вытекает и из уравнения (1.1): при изменении тока i_a напряжения u_a и $R_a i_a$ изменяются противоположно друг другу. Следовательно, Ваш ответ ошибочен.

Вернитесь к п. 1.2.12 и выберите правильный ответ.

1.2.15. При фазовом сдвиге, равном $\pi/2$, максимуму входного напряжения должно соответствовать нулевое значение переменной составляющей выходного напряжения. Обратившись к рис. 1.4, нетрудно убедиться, что это не так.

Это ясно и из физических соображений. Если входное напряжение максимально, то, очевидно, максимален и анодный ток. Следовательно, анодное напряжение лампы минимально в этот момент и равно

$$U_{a\,min} = E_a - R_a I_{a\,max}.$$

Итак, Ваш ответ неправилен. Проанализируйте более внимательно построения на рис. 1.4 и найдите правильный ответ.

§ 1.3. Режимы работы усилителей

1.3.1. Режим работы усилителя в значительной степени зависит от напряжения смещения U_{c0} и входного напряжения $u_{вх}$. В зависимости от соотношения этих величин различают несколько режимов работы усилителей, или классов усиления.

Класс А. В этом режиме напряжение смещения U_{c0} выбирается так, чтобы рабочая точка сместилась на середину линейного участка динамической характеристики (рис. 1.6).

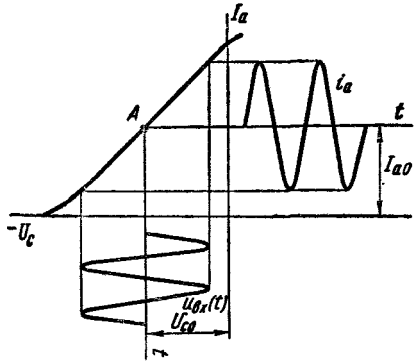


Рис. 1.6. Положение рабочей точки в классе А

Входное напряжение при работе усилителя в классе А должно изменяться так, чтобы напряженне между сеткой и катодом лампы $u_c = U_{c0} + u_{вх}$ находилось в пределах значений, определяющих линейный участок динамической характеристики. Таким образом, работа усилителя в классе А характеризуется малыми искажениями формы кривой анодного тока, а следовательно, выходное напряжение с достаточно большой степенью точности воспроизводит форму кривой входного напряжения. Класс А является основным режимом работы усилителей напряжения. Недостатком этого режима является низкий к.п.д., под которым понимается отношение мощности переменного тока, выделяемой на нагрузке, к мощности, потребляемой усилителем от

источника анодного питания:

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P_{\text{потр}}} = \frac{0{,}5 U_{a\,m} I_{a\,m}}{U_{a0} I_{a.ср}}, \qquad (1.2)$$

где $U_{a\,m}$ и $I_{a\,m}$ — амплитудные значения анодного напряжения и тока (см. рис. 1.4);

U_{a0} и $I_{a\,ср}$ — постоянные составляющие анодного напряжения и тока.

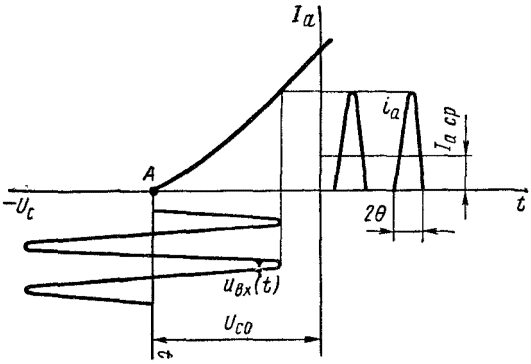


Рис. 1.7. Положение рабочей точки в классе В

В классе А постоянная составляющая анодного тока $I_{a.\,ср}$, равная анодному току покоя I_{a0}, больше $I_{a\,m}$, так же, как и $U_{a0} > U_{a\,m}$, поэтому к.п.д. усилителя в классе А меньше 50%.

К л а с с В. В классе В напряжение смещения U_{c0} равно напряжению запирания лампы (рис. 1.7). В этом режиме анодный ток покоя $I_{a0} = 0$.

При воздействии на вход усилителя переменного напряжения анодный ток проходит через лампу лишь в положительные полупериоды изменения входного напряжения, а в отрицательные полупериоды лампа заперта. Таким образом, усилитель в классе В работает с отсечкой анодного тока, что сопровождается большими искажениями усиливаемого сигнала. Для характеристики таких усилителей вводится понятие угла отсечки Θ, равного половине угла, соответствующего той части периода, в течение которой анодный ток не равен нулю (рис. 1.7). Очевидно, в классе В угол отсечки равен 90°. По сравнению с классом А класс В характеризуется меньшим значением $I_{a.\,ср}$ и более высоким к.п.д. усилителя, так как в этом случае анодный ток покоя равен нулю, а величина $I_{a.\,ср}$ сравнительно невели-

ка. К.п.д. в классе В может достигать почти 80%. Класс В используется, как правило, в усилителях мощности.

Класс С. В классе С напряжение смещения U_{c0} по абсолютной величине больше напряжения запирания (рис. 1.8), так что анодный ток проходит лишь в течение некоторой части положительного полупериода входного напряжения, т. е. угол отсечки $\Theta < 90°$.

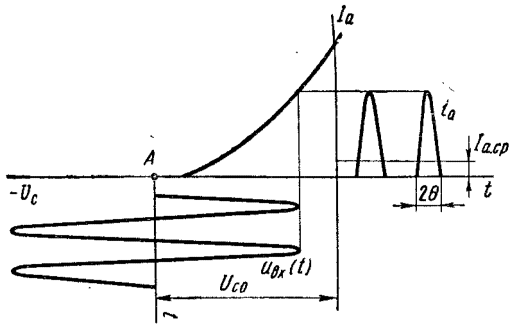


Рис. 1.8. Положение рабочей точки в классе С

Этот класс характеризуется очень большими искажениями усиливаемого сигнала, поэтому в электронных усилителях он практически не используется. Класс С широко применяется в электронных генераторах высокой частоты с колебательными контурами. Достоинством этого класса является более высокий по сравнению с классом В к.п.д.

Кроме рассмотренных основных режимов работы, в усилителях используются промежуточные режимы АВ, для которых угол отсечки $90° < \Theta < 180°$.

Вопрос. Как влияет на постоянную составляющую анодного тока лампы $I_{а.\ ср}$ изменение амплитуды входного напряжения $U_{вх\ m}$ в классах А, В и С?

1. Во всех трех классах величина $I_{а.\ ср}$ растет с увеличением напряжения $U_{вх\ m}$ (п. 1.3.2).

2. Во всех трех классах величина $I_{а.\ ср}$ не зависит от напряжения $U_{вх\ m}$ (п. 1.3.3).

3. В классе А величина $I_{а.\ ср}$ не зависит от напряжения $U_{вх\ m}$, а в классах В и С она растет с повышением напряжения $U_{вх\ m}$ (п. 1.3.4).

1.3.2. Это не совсем так. Действительно, в классах В и С постоянная составляющая анодного тока возрастает с увеличением напряжения $U_{вх\ m}$. Ведь при отсутствии сиг-

нала на сетке лампы анодный ток равен нулю. При появлении сигнала анодный ток отличен от нуля, он состоит из постоянной и переменной составляющих, которые увеличиваются при увеличении входного напряжения. В классе А постоянная составляющая анодного тока $I_{а.\,ср}$ при $U_{вх} = 0$ равна току покоя $I_{а0}$. При увеличении входного напряжения возрастает амплитуда переменной составляющей анодного тока $I_{а\,m}$, но постоянная составляющая $I_{а.\,ср}$ при работе на линейном участке динамической характеристики неизменна, поскольку анодный ток изменяется по синусоидальному закону. Среднее же значение синусоиды за период равно нулю независимо от ее амплитуды.

Переходите к § 1.4.

1.3.3. Напомним, что среднее значение тока

$$I_{а.ср} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t)\, dt,$$

где T — период изменения тока;

$i(t)$ — мгновенное значение тока.

А теперь посмотрим, правильно ли Вы ответили. Из определения среднего значения ясно, что оно равно нулю для синусоиды и, конечно, не зависит от ее амплитуды.

Функции $i(t)$, соответствующие классам B и C, несинусоидальны, и средние значения их отличны от нуля.

Выбирая ответ, Вы ошиблись. Вероятно, Вы спутали среднее значение тока $I_{а.ср}$ со значением тока покоя $I_{а0}$, которое действительно остается постоянным в своем классе усиления.

Вернитесь к п. 1.3.1 и выберите правильный ответ.

1.3.4. Вы правы. В классе А кривая анодного тока отличается от синусоиды только на постоянную составляющую $I_{а.ср} = I_{а0}$. Значение тока покоя $I_{а0}$ определяется режимом смещения и не зависит от сигнала, а среднее значение синусоиды равно нулю. В классах B и C кривые анодного тока несинусоидальны, их средние значения отличны от нуля, в то время как ток покоя $I_{а0} = 0$.

Так, например, для кривой, соответствующей классу B, получим, считая динамическую анодно-сеточную характеристику линейной:

$$I_{а.ср} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_{а m} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{1}{\pi} I_{а\,m}.$$

Очевидно, в этом случае среднее значение анодного тока прямо пропорционально амплитуде тока $I_{a\,m}$, следовательно, и амплитуде входного напряжения $U_{вх\,m}$. В классе С среднее значение анодного тока также увеличивается при возрастании величины $U_{вх\,m}$.

Переходите к п. 1.3.5.

1.3.5. Зависимость амплитуды выходного напряжения от амплитуды входного напряжения представляет собой амплитудную характеристику усилителя (рис. 1.9).

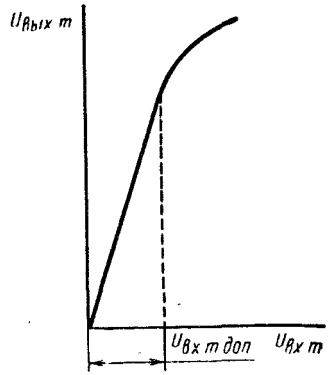


Рис. 1.9 Амплитудиая характеристика усилителя

При малых входных напряжениях амплитудная характеристика линейна. При больших напряжениях линейность нарушается, что вызвано нелинейными искажениями (рис. 1.10), возникающими вследствие нелинейности динамической анодно-сеточной характеристики и влияния сеточных токов.

Амплитудная характеристика дает возможность приблизительно оценить предельное значение амплитуды входного

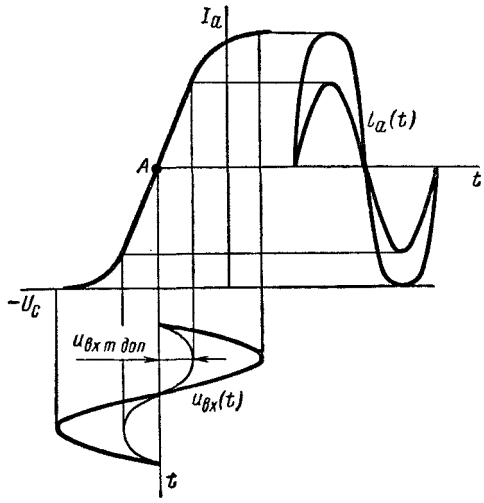


Рис. 1.10. Ограничение амплитуды анодного тока при большом входном напряжении

напряжения $U_{вх\ т\ доп}$ (см. рис. 1.9), соответствующее границе линейного усиления (усиления без искажений). Это значение называют динамическим диапазоном усилителя.

§ 1.4. Усилительный каскад на триоде с анодной нагрузкой

1.4.1. Наиболее распространенным типом усилителя напряжения является усилитель с резистором в анодной цепи, называемым анодной нагрузкой (рис. 1.11).

Анодную нагрузку $R_а$ не следует путать с нагрузкой усилительного каскада $R_н$, подключаемой обычно через разделительный конденсатор $C_с$, который необходим для того, чтобы не пропустить в нагрузку усилителя $R_н$ постоянную составляющую анодного напряжения. Нагрузка усилителя $R_н$ подключается между точками $а$ и $О$ (см. рис. 1.11).

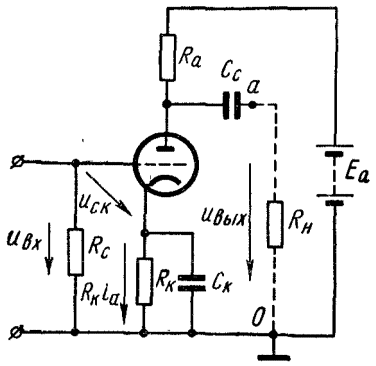


Рис. 1.11. Схема усилительного каскада на триоде с анодной нагрузкой

Как видно из схемы рис. 1.11, точка $О$ является общей точкой входа и выхода усилителя. В отличие от ранее рассмотренной схемы усилителя (см. рис. 1.1) в подавляющем большинстве усилителей с анодной нагрузкой, работающих в классах А и АВ, напряжение смещения создается не отдельной батареей, а цепочкой автоматического смещения. Эта цепочка состоит из параллельно соединенных резистора $R_к$ и конденсатора $C_к$ и включается в катодную цепь усилителя (см. рис. 1.11).

В режиме покоя анодный ток $I_{а0}$, проходя по резистору $R_к$, создает на нем падение напряжения. Благодаря этому катод приобретает положительный потенциал по отношению к точке $О$. В режиме покоя потенциал сетки относительно точки $О$ равен нулю, поскольку сеточным током можно пренебречь. Следовательно, потенциал сетки относительно катода отрицателен, а отрицательное напряжение смещения равно $U_{с0} = R_к I_{а0}$. Таким образом, сопро-

тивление резистора $R_к$ цепочки автоматического смещения для триода рассчитывается по формуле

$$R_к = \frac{|U_{с0}|}{I_{а0}}, \qquad (1.3)$$

где $U_{с0}$ и $I_{а0}$ — соответственно напряжение смещения и анодный ток покоя.

Значения $U_{с0}$ и $I_{а0}$ определяются для выбранного режима работы усилителя по динамической характеристике, соответствующей данному значению $R_а$, либо по семейству анодных характеристик и линии нагрузки.

Когда на вход усилителя поступает переменное напряжение $u_{вх}$, анодный ток усилителя $i_а$ изменяется в соответствии с изменением $u_{вх}$. При отсутствии конденсатора это приводит к тому, что падение напряжения на резисторе изменяется. Кроме постоянной составляющей, равной напряжению смещения $U_{с0}$, это напряжение имеет теперь переменную составляющую $R_к i_а$. Вследствие этого переменное усиливаемое напряжение $u_{ск}$, подводимое к лампе (см. рис. 1.11), не равно входному напряжению. Согласно второму закону Кирхгофа для сеточной цепи можно составить следующее уравнение:

$$u_{ск} = u_{вх} - R_к i_а. \qquad (1.4)$$

Таким образом, напряжение, действующее между сеткой и катодом лампы при отсутствии конденсатора $C_к$, уменьшается. Это явление, приводящее к уменьшению выходного напряжения, называется отрицательной обратной связью. Более подробно обратная связь в усилителях будет рассмотрена в последующих параграфах. Наличие конденсатора $C_к$ ослабляет отрицательную обратную связь, так как в этом случае переменная составляющая анодного тока проходит в основном через конденсатор $C_к$, не создавая на нем значительного падения напряжения. Для обеспечения этого необходимо, чтобы сопротивление конденсатора было значительно меньше сопротивления резистора $R_к$. На практике величина $C_к$ определяется обычно из соотношения

$$x_{ск} = \frac{1}{\omega C_к} = \frac{R_к}{10},$$

где ω — круговая частота усиливаемого напряжения.

Отсюда

$$C_к = \frac{10}{\omega R_к}. \qquad (1.5)$$

Вопрос. Как отражается на работе усилителя в классе А отключение конденсатора цепочки автоматического смещения $C_к$?

1. Уменьшается коэффициент усиления $K = \frac{U_{вых}}{U_{вх}}$ (п. 1.4.2).

2. Возрастают нелинейные искажения (п. 1.4.3).

3. Возрастает напряжение смещения $U_{с0}$ (п. 1.4.6).

1.4.2. Совершенно верно. Как показано выше, при отключении конденсатора $C_к$ переменное напряжение, действующее между сеткой и катодом, уменьшается. Следовательно, уменьшается переменная составляющая анодного тока и выходного напряжения. Поскольку коэффициент усиления K представляет собой отношение выходного напряжения к входному (но не к напряжению сетка — катод), очевидно, величина K убывает. В то же время отношение $\frac{U_{вых}}{U_{ск}}$ остается неизменным.

Переходите к п. 1.4.7.

1.4.3. Вы ошибаетесь. По-видимому, Вы исходите из того, что при отсутствии конденсатора $C_к$ на резисторе $R_к$ создается падение переменной составляющей напряжения $u_к = R_к i_а$, и рабочая точка не остается неподвижной на динамической характеристике. Действительно, напряжение $u_к$ воздействует на вход усилителя. Но как? Проследите, например, в какую сторону происходит смещение рабочей точки при действии положительной полуволны входного напряжения и подумайте, как это отражается на амплитуде анодного тока.

1. Амплитуда анодного тока возрастает (п. 1.4.4).

2. Амплитуда анодного тока убывает (п. 1.4.5).

1.4.4. Посмотрим, так ли это. При действии положительной полуволны входного напряжения возникает положительная полуволна анодного тока $i_а$ (см. рис. 1.4). Это приводит к появлению положительного приращения потенциала катода лампы $R_к i_а$. В результате катод приобретает потенциал $\varphi_к = U_{с0} + R_к i_а$ относительно земли. Это эквивалентно тому, что потенциал сетки относительно земли понижается на величину $R_к i_а$. Следовательно, к входу усилителя приложена отрицательная полуволна напряжения $R_к i_а$ (рис. 1.12), которая вычитается из входного напряжения $u_{вх}(t)$.

Результирующее напряжение между сеткой и катодом лампы $u_{ск}(t)$ уменьшается в соответствии с формулой

(1.4). Очевидно, в рассматриваемом случае амплитуда переменной составляющей анодного тока уменьшится. Аналогичный процесс происходит при действии отрицательной полуволны входного напряжения.

Вы опять ответили неправильно, прочтите объяснения к ответу п. 1.4.5.

1.4.5. Вы не ошиблись. Положительной полуволне входного напряжения соответствует положительная полуволна анодного тока, которая создает падение напряжения на резисторе $R_к$, равное $R_к i_а$. Это в свою очередь приводит к смещению рабочей точки в сторону, противоположную действию сигнала (см. рис. 1.12). Смещение рабочей точки эквивалентно вычитанию из входного напряжения величины $R_к i_а$, что, несомненно, уменьшает амплитуду переменной составляющей анодного тока.

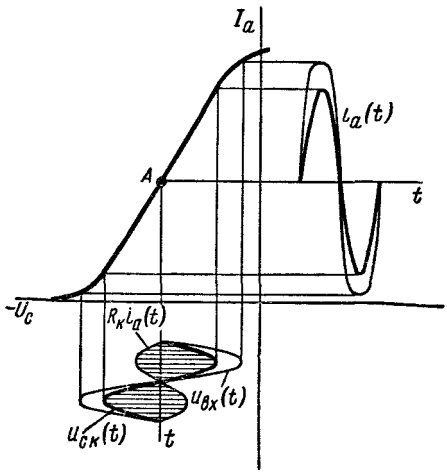


Рис. 1.12. К вопросу п. 1.4.3

Нетрудно видеть, что при этом должны уменьшаться нелинейные искажения, поскольку сужается участок динамической характеристики, в пределах которого изменяется напряжение сетка — катод.

1.4.6. Вы не до конца разобрались в работе цепочки автоматического смещения. Под напряжением смещения $U_{с0}$ понимается постоянное напряжение между сеткой и катодом лампы при отсутствии входного сигнала. Очевидно, что величина $U_{с0}$ не зависит от того, имеется конденсатор $C_к$ или нет. Величина $U_{с0}$ в усилителе с цепочкой автоматического смещения определяется сопротивлением резистора $R_к$, поскольку постоянная составляющая анодного тока проходит через этот резистор. При отключении конденсатора $C_к$ на резисторе $R_к$ создается падение напряжения $u_к = U_{с0} + R_к i_а$. При работе усилителя в линейном режиме падение напряжения $R_к i_а$ изменяется по синусоидальному закону в соответствии с изменениями

входного напряжения и анодного тока. Среднее значение синусоиды равно нулю, следовательно, отключение конденсатора $C_к$ не влияет на величину напряжения смещения.

Вернитесь к п. 1.4.1 и выберите правильный ответ.

1.4.7. Для расчета и анализа усилительного каскада удобно пользоваться эквивалентной схемой. С целью получения эквивалентной схемы составим уравнение, описывающее процесс усиления.

Анодный ток лампы зависит как от сеточного, так и от анодного напряжения, т. е. является функцией двух переменных: $I_а=f(U_с, U_а)$. Как известно, полный дифференциал функции двух переменных

$$dI_а = \frac{\partial I_а}{\partial U_с} dU_с + \frac{\partial I_а}{\partial U_а} dU_а \qquad (1.6)$$

Учитывая, что крутизна лампы $S = \frac{\partial I_а}{\partial U_с}$, а внутреннее сопротивление $R_i = \frac{\partial U_а}{\partial I_а}$, выражение (1.6) можно переписать в виде

$$dI_а = SdU_с + \frac{1}{R_i} dU_а. \qquad (1.7)$$

Если приращения тока и напряжений не выходят за пределы линейных участков анодных и анодно-сеточных характеристик, то выражение (1.7) можно представить в конечных приращениях:

$$\Delta I_а = S\Delta U_с + \frac{1}{R_i} \Delta U_а. \qquad (1.7а)$$

При анализе работы усилителей обычно интересуются изменением анодного тока $\Delta I_а$, вызванным изменением сеточного напряжения на некоторую величину $\Delta U_с$. Если бы в анодной цепи не было нагрузки ($R_а=0$), то анодное напряжение на лампе было бы постоянным ($U_а=E_а=$ $=$const) и приращение анодного тока в этом случае составило бы $\Delta I_а=S\Delta U_с$. В усилителе с анодной нагрузкой $R_а\neq0$, поэтому приращение анодного тока вызывает увеличение падения напряжения на сопротивлении $R_а$ и уменьшение анодного напряжения на величину $\Delta U_а=R_а\Delta I_а$. Следовательно,

$$\Delta I_а = S\Delta U_с - \frac{1}{R_i} \Delta I_а R_а \qquad (1.8)$$

В том случае, когда приращение сеточного напряжения периодически изменяется во времени, т. е. $\Delta U_c(t) = u_{вх}$, приращение $\Delta I_a(t)$ является переменной составляющей анодного тока i_a. Таким образом, для усилителя с анодной нагрузкой справедливо уравнение

$$i_a = Su_{вх} - \frac{R_a}{R_i} i_a. \qquad (1.8а)$$

Решая это уравнение относительно i_a и имея в виду внутреннее уравнение $\mu = SR_i$, получим

$$i_a = \frac{\mu u_{вх}}{R_a + R_i}. \qquad (1.9)$$

Этому выражению соответствует эквивалентная схема усилителя для переменной составляющей анодного тока, представленная на рис. 1.13.

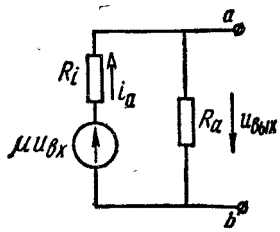


Рис. 1.13. Эквивалентная схема усилительного каскада с анодной нагрузкой

Здесь электронная лампа, используемая в усилителе, заменена источником напряжения $\mu u_{вх}$ с внутренним сопротивлением, равным R_i.

В эквивалентной схеме отсутствуют элементы цепочки автоматического смещения. Это объясняется тем, что переменная составляющая анодного тока создает очень небольшое падение напряжения на цепочке автоматического смещения, которое можно не учитывать при составлении эквивалентной схемы и расчете усилителя.

На основании эквивалентной схемы и формулы (1.9), учитывая, что $u_{вых} = R_a i_a$, можно определить коэффициент усиления усилительного каскада с анодной нагрузкой:

$$K = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{\mu R_a}{R_a + R_i}. \qquad (1.10)$$

Как видно, коэффициент усиления возрастает при увеличении сопротивления R_a.

Вопрос. Каков по Вашему мнению вид зависимости $K = f(R_a)$?

1. Рис. 1.14, *а* (п. 1.4.8).
2. Рис. 1.14, *б* (п. 1.4.9).
3. Рис. 1.14, *в* (п. 1.4.10).

1.4.8. При увеличении сопротивления R_a коэффициент усиления возрастает, стремясь к μ (статическому коэффициенту усиления лампы). Но график функции $K = f(R_a)$

не может иметь вид, показанный на рис. 1.14,*а*. Это нетрудно проверить, обратившись к выражению (1.10). Преобразуем его к виду

$$K = \frac{\mu}{1 + R_i/R_a}.$$

Теперь становится очевидным, что вы ошиблись. Ведь при малых значениях $R_a (R_a \ll R_i)$ выражение (1.10) можно

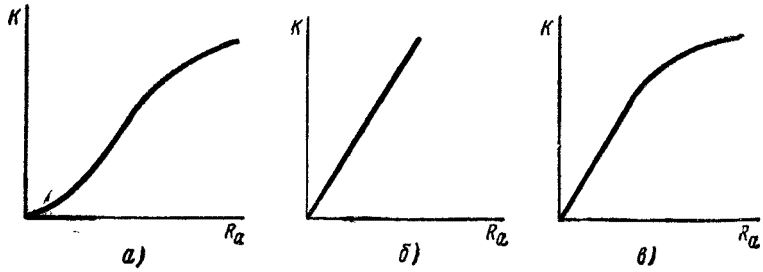


Рис. 1.14. К вопросу п.1.4.7

представить как $K \approx \mu R_a/R_i$; при этом по мере увеличения сопротивления R_a скорость роста величины K уменьшается. Проанализируйте более тщательно выражение (1.10) и найдите правильный ответ.

1.4.9. Итак, Вы считаете, что коэффициент усиления возрастает неограниченно при увеличении сопротивления R_a. Это не имеет физического смысла. Из выражения (1.10) следует, что при $R_a \gg R_i$ коэффициент усиления K стремится к μ, в чем легко убедиться, разделив числитель и знаменатель выражения (1.10) на R_a:

$K = \frac{\mu}{1 + R_i/R_a}$. Таким образом, Ваш ответ неправилен. Вернитесь к п. 1.4.7 и выберите правильный ответ.

1.4.10. Вы проанализировали выражение (1.10) и пришли к выводу, что при $R_a \gg R_i$ коэффициент усиления K стремится к статическому коэффициенту усиления лампы μ. Совершенно верно. Ведь выражение (1.10) можно представить в виде

$$K = \frac{\mu}{1 + R_i/R_a}.$$

Итак, с ростом величины R_a коэффициент усиления увеличивается. Однако при очень больших значениях R_a

линия нагрузки проходит по начальным нелинейным участкам анодных характеристик (см. рис. 1.15), что может привести к искажению формы кривой усиливаемого напряжения. На практике для усилителей на триодах целесообразно выбирать

$$R_a = (2 - 4)\, R_i. \quad (1.11)$$

При этом коэффициент усиления усилительного каскада в соответствии с формулой (1.10) равен:

$$K = (0{,}65 - 0{,}8)\, \mu.$$

В большинстве случаев усилительные каскады на триодах имеют сопротивления нагрузки порядка нескольких десятков килоом и коэффициент усиления, равный нескольким десяткам.

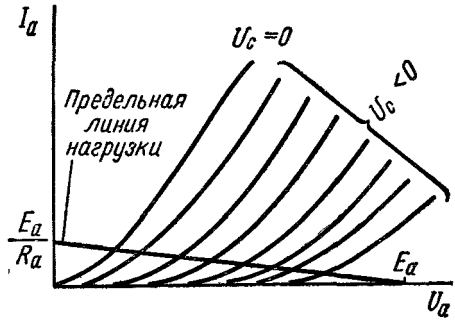


Рис. 1.15. Предельное положение линии нагрузки при большом сопротивлении резистора R_a

Переходите к п. 1.4.11.

1.4.11. Входное сопротивление усилительного каскада с анодной нагрузкой на низких частотах определяется сопротивлением сеточного резистора R_c.

Для высоких частот усиливаемых напряжений при определении величины входного сопротивления усилителя необходимо учитывать междуэлектродные емкости электронной лампы.

На рис. 1.16 приведена упрощенная схема усилительного каскада с анодной нагрузкой (без цепочки автоматического смещения), на которой пунктиром показаны междуэлектродные емкости лампы.

Как видно из схемы, ток, потребляемый от источника входного напряжения, равен сумме трех токов:

$$i_{вх} = i_{R_c} + i_{ск} + i_{са}. \quad (1.12)$$

Ток, проходящий через сеточный резистор,

$$i_{R_c} = \frac{U_{вх}}{R_c}. \quad (1.13)$$

Ток, определяемый входной емкостью $C_{ск}$,

$$\dot{I}_{ск} = \frac{\dot{U}_{вх}}{1/j\omega C_{ск}} = j\omega C_{ск}\dot{U}_{вх}. \qquad (1.14)$$

Ток, определяемый проходной емкостью,

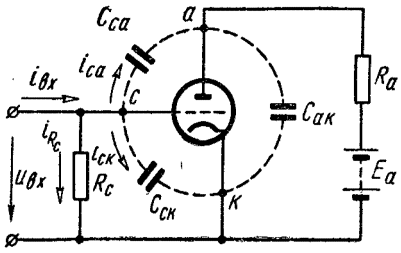


Рис. 1.16. Влияние междуэлектродных емкостей лампы на входное сопротивление усилительного каскада с анодной нагрузкой

$$\dot{I}_{са} = \frac{\dot{\varphi}_с - \dot{\varphi}_а}{1/j\omega C_{са}} = [(\dot{\varphi}_с - \dot{\varphi}_к) - (\dot{\varphi}_а - \dot{\varphi}_к)] \times$$

$$\times\, j\omega C_{са} = j\omega C_{са}(\dot{U}_{вх} - \dot{U}_{вых}). \qquad (1.15)$$

Учитывая, что выходное напряжение, снимаемое с лампы, находится в противофазе с входным напряжением, т. е. $\dot{U}_{вых} = -K\dot{U}_{вх}$, получим

$$\dot{I}_{са} = j\omega C_{са}(\dot{U}_{вх} + K\dot{U}_{вх}) = j\omega C_{са}(1 + K)\dot{U}_{вх},$$

где K — коэффициент усиления усилительного каскада.

Таким образом, общий входной ток усилителя

$$\dot{I}_{вх} = \frac{\dot{U}_{вх}}{R_с} + j\omega[C_{ск} + C_{са}(1 + K)]\,\dot{U}_{вх}. \qquad (1.16)$$

Полученное выражение говорит о том, что входное сопротивление усилителя является комплексным. Это сопротивление представляет собой параллельное соединение сеточного резистора $R_с$ и эквивалентной входной емкости:

$$C_{вх} = C_{ск} + C_{са}(1 + K). \qquad (1.17)$$

Выражение (1.17) показывает, что влияние проходной емкости $C_{са}$ на величину эквивалентной входной емкости в $(1+K)$ раз сильнее, чем влияние емкости $C_{ск}$. С этим приходится считаться при проектировании усилителей высокой частоты. Так как проходная емкость пентодов значительно меньше, чем у триодов, для усиления напряжения высокой частоты очень часто применяются усилительные каскады с анодной нагрузкой на пентодах. Кроме того, пентоды широко используются в усилителях низкой частоты, так как по сравнению с усилителями на триодах они имеют значительно больший коэффициент усиления.

Вопрос. Определите выходное сопротивление $R_{вых}$ усилителя на триоде, если анодная нагрузка $R_а=40$ *ком*, а внутреннее сопротивление $R_i=10$ *ком*.

1. $R_{вых}=50$ *ком* (п. 1.4.12).
2. $R_{вых}=8$ *ком* (п. 1.4.13).
3. $R_{вых}=40$ *ком* (п. 1.4.14).

1.4.12. Вы считаете, что выходное сопротивление усилителя равно сумме сопротивлений $R_а$ и R_i. Действительно, сопротивления $R_а$ и R_i соединены последовательно для постоянной составляющей анодного тока, образуя цепь $E_а$, $R_а$, R_i. Но выходное сопротивление усилительного каскада следует определять относительно выходных зажимов (см. рис. 1.13). Поскольку выходное напряжение сиимается с лампы, а лампа представлена в виде источника напряжения $\mu u_{вх}$ с внутренним сопротивлением R_i, очевидно, что выходными зажимами усилителя являются точки a и b на рис. 1.13. Сопротивление между точками a и b не может быть равно сумме сопротивлений $R_а$ и R_i.

Вернитесь к п. 1.4.11 и выберите верный ответ.

1.4.13. Совершенно верно, выходное сопротивление усилителя определяется как параллельное соединение сопротивлений $R_а$ и R_i (см. рис. 1.13):

$$R_{вых}=\frac{R_а R_i}{R_а+R_i}. \qquad (1.18)$$

В большинстве усилительных каскадов на триодах выходное сопротивление имеет порядок десятков килоом, оно близко по величине к внутреннему сопротивлению лампы R_i. С учетом (1.11) получим

$$R_{вых}=\frac{(2-4)\,R_i^2}{(3-5)\,R_i}=(0{,}67-0{,}8)\;R_i.$$

Переходите к изучению усилителя на пентоде в § 1.5.

1.4.14. Вы считаете, что выходное сопротивление усилителя равно сопротивлению резистора $R_а$. На самом деле выходное сопротивление в усилительном каскаде на триоде обычно близко по величине к внутреннему сопротивлению лампы R_i, но не равно ему. Дело в том, что выходное сопротивление усилителя следует определять относительно выходных зажимов по эквивалентной схеме (см. рис. 1.13). Так как выходное напряжение усилителя снимается с лампы, а лампа в эквивалентной схеме представляется в виде источника напряжения $\mu u_{вх}$ с внутренним сопротивлением R_i, очевидно, что выходными зажимами усилителя являются точки a и b в схеме рис. 1.13. Сопротивление же между точками a и b не равно ни $R_а$, ии R_i. Значит, Вы ответили неправильно. Вернитесь к п. 1.4.11 и выберите правильный ответ.

§ 1.5. Усилительный каскад на пентоде с анодной нагрузкой

1.5.1. Как видно из рис. 1.17, схема усилителя на пентоде отличается от рассмотренной схемы усилительного каскада на триоде лишь наличием цепи экранирующей сетки.

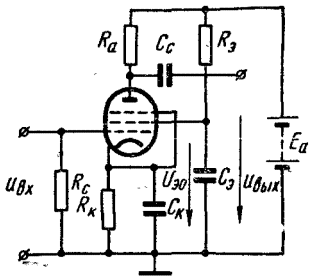


Рис. 1.17. Схема усилительного каскада на пентоде с анодной нагрузкой

Для нормальной работы пентода потенциал экранирующей сетки должен быть, как правило, несколько ниже потенциала анода. Для обеспечения такого режима в цепи экранирующей сетки включается резистор $R_э$, на котором ток экранирующей сетки $I_{э0}$ создает падение напряжения $U_{э0} = R_э I_{э0}$. Напряжение $U_{э0}$ в этой схеме меньше $E_а$ на величину падения напряжения $R_э I_{э0}$. Таким образом, сопротивление резистора $R_э$ определяется из следующего простого соотношения:

$$R_э = \frac{E_а - U_{э0}}{I_{э0}}, \qquad (1.19)$$

где $U_{э0}$ и $I_{э0}$ — напряжение и ток, характеризующие оптимальный режим работы цепи экранирующей сетки.

Значения $U_{э0}$ и $I_{э0}$ для пентодов приводятся в справочниках.

Для того чтобы величина $U_э$ не изменилась при наличии переменного входного напряжения, под действием которого будет изменяться не только ток $I_а$, но и ток $I_э$, в цепь экранирующей сетки включается конденсатор $C_э$. Этот конденсатор играет роль сглаживающего емкостного фильтра. По переменной составляющей тока конденсатор $C_э$ практически включен параллельно резистору $R_э$, так как внутреннее сопротивление источника анодного питания мало. Емкость конденсатора $C_э$ выбирают с учетом того, чтобы его сопротивление было в 10 раз меньше сопротивления резистора $R_э$:

$$C_э = \frac{10}{\omega R_э}. \qquad (1.20)$$

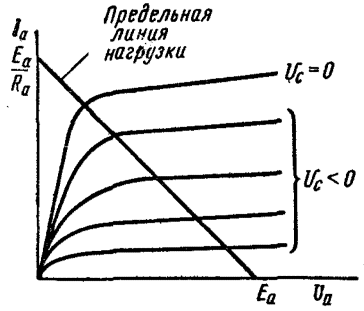


Рис. 1.18. Предельное положение линии нагрузки для усилителя напряжения на пентоде

Сопротивление анодного резистора усилителя на пентоде выбирается так, чтобы предельная линия нагрузки проходила в основном по пологим участкам анодных характеристик (рис. 1.18) и не опускалась ниже их «колена». Такому положению линии нагрузки соответствуют сопротивления $R_а$, значительно меньшие внутреннего сопротивления:

$$R_а = (0{,}05 - 0{,}15)\ R_i. \qquad (1.21)$$

Однако следует иметь в виду, что сопротивление $R_а$ для усилителей на пентодах обычно больше, чем для усилителей на триодах, поскольку значение R_i у пентодов во много раз больше, чем у триодов.

При больших значениях $R_а$ линия нагрузки проходит по нелинейным начальным участкам анодных характеристик, что приводит к значительным искажениям усиливаемого сигнала. Поскольку в усилителях на пентодах $R_а \ll R_i$, выражение для коэффициентов усиления (1.10) упрощается: $K = \frac{\mu R_а}{R_а + R_i} \approx \frac{\mu R_а}{R_i} = SR_а.$ (1.22)

Современные пентоды позволяют достигнуть значений коэффициента усиления усилительного каскада с анодной нагрузкой порядка нескольких сот, в то время как величина K для усилительного каскада на триоде ограничена несколькими десятками.

Усилительный каскад с анодной нагрузкой иногда называют каскадом с общим, или заземленным катодом, поскольку по переменной составляющей напряжения катод является общей точкой входа и выхода усилителя, которая обычно «заземляется», т. е. соединяется с металлическим корпусом электронного устройства.

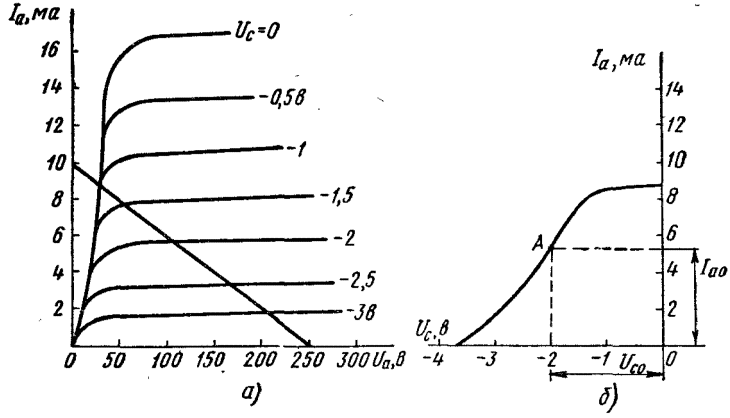


Рис. 1.19. Анодные (*а*) и динамическая (*б*) характеристики лучевого тетрода 6Ж3П для $R_a = 25$ *ком*

1.5.2. Пример расчета усилительного каскада с анодной нагрузкой, собранного на лучевом тетроде 6Ж3П.

Исходные данные для расчета: $U_{вхm} = 40$ *мв*, $U_{выхm} = 5$ *в*, $f = 1$ *кгц*, $E_a = 250$ *в*, $U_{э0} = 150$ *в*, $I_{э0} = 2$ *ма*, $S = 5$ *ма/в*, $R_i = 0{,}5$ *Мом*.

Анодные характеристики лампы 6Ж3П приведены на рис. 1.19, *а*. Коэффициент усиления

$$K = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{5}{40 \cdot 10^{-3}} = 125.$$

Сопротивление анодного резистора, обеспечивающее требуемую величину K,

$$R_a = \frac{K}{S} = \frac{125}{5} = 25 \text{ ком}.$$

Это составляет 0,05 R_i, что соответствует рекомендации выбора величины R_a для усилителя на пентоде.

Для сопротивления $R_a = 25$ *ком* строится динамическая характеристика (рис. 1 19, *б*). Поскольку величина входного напряжения небольшая, положение рабочей точки покоя A определяется не возможными нелинейными нскажениями, а наибольшим значением крутизны. Указанному положению рабочей точки соответствует напряжение смещения $U_{c0} \approx -2$ *в* и анодный ток покоя $I_{a0} = 5{,}7$ *ма*. По этим данным и значению $I_{э0}$ определяется сопротивление резистора цепочки автоматического смещения:

$$R_к = \frac{|U_{c0}|}{I_{a0} + I_{э0}} = \frac{2}{(5{,}7 + 2)\cdot 10^{-3}} \approx 260 \text{ ом}.$$

Емкость конденсатора цепочки автоматического смещения для частоты усиливаемого напряжения $f = 1$ *кгц*:

$$C_к = \frac{10}{\omega R_к} = \frac{10}{2\pi \cdot 10^3 \cdot 260} = 6\cdot 10^{-6} \text{ ф} = 6 \text{ мкф}.$$

Сопротивленне резистора цепи экранирующей сетки

$$R_э = \frac{E_a - U_{э0}}{I_{э0}} = \frac{250 - 150}{2\cdot 10^{-3}} = 50 \text{ ком}.$$

Емкость конденсатора цепи экранирующей сетки

$$C_э = \frac{10}{\omega R_э} = \frac{10}{2\pi \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^3} \approx 0{,}03 \text{ мкф}.$$

Сопротивление сеточного резистора принимаем равным

$$R_c = 500 \text{ ком}.$$

На практике требуется некоторая корректировка результатов расчета, обусловленная допустимым отклонением параметров ламп и других элемеитов схемы до 20% от номинальных значений Эта корректировка проводится при наладке усилителя

§ 1.6. Усилительный каскад с катодной нагрузкой

1.6.1. Если включить резистор в катодную цепь лампы и снимать с него выходное напряжение (рис. 1.20), то такой усилительный каскад будет обладать свойствами, принципиально отличными от свойств усилителя с анодной нагрузкой.

В режиме покоя на резисторе $R_к$ создается напряжение смещения $U_{c0} = R_к I_{a0}$. При подаче на вход усилительного каскада переменного напряжения $u_{вх}$ на резисторе $R_к$ возникает падение напряжения от переменной состав-

ляющей тока лампы. Переменное выходное напряжение $u_{вых}$ каскада снимается с резистора $R_к$ через конденсатор $C_с$, отделяющий переменную составляющую напряжения от постоянной.

Анализ сеточной цепи рассматриваемого усилительного каскада в соответствии со вторым законом Кирхгофа позволяет составить следующее уравнение для переменных составляющих напряжения:

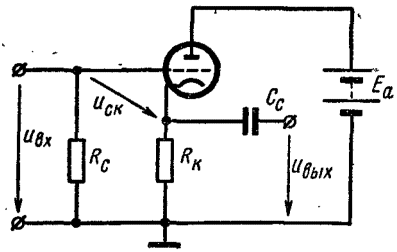


Рис. 1.20. Схема усилительного каскада с катодной нагрузкой

$$u_{вх} = u_{ск} + u_{вых} = u_{ск} + R_к i_a. \qquad (1.23)$$

Переменная составляющая анодного тока определяется изменением анодного напряжения и напряжения между сеткой и катодом (см. § 1.4):

$$i_a = Su_{ск} + \frac{u_a}{R_i} = \frac{\mu u_{ск}}{R_i} - \frac{R_к i_a}{R_i}. \qquad (1.24)$$

Решая это уравнение относительно тока i_a, получим

$$i_a = \frac{\mu u_{ск}}{R_к + R_i}. \qquad (1.25)$$

Подставив в это выражение значение $u_{ск}$, взятое из (1.23):

$$i_a = \frac{\mu u_{вх} - \mu R_к i_a}{R_к + R_i}, \qquad (1.26)$$

получим окончательное выражение для переменной составляющей анодного тока усилительного каскада с катодной нагрузкой:

$$i_a = \frac{\mu u_{вх}}{R_i + R_к(\mu + 1)}. \qquad (1.27)$$

Таким образом, сопротивление нагрузки в катодной цепи $R_к$ в $(\mu + 1)$ раз сильнее влияет на величину тока i_a, чем сопротивление резистора R_a в каскаде с анодной нагрузкой [см. (1.9)]. Это объясняется тем, что напряжение $u_{ск}$ значительно меньше входного напряжения $u_{вх}$ за счет

падения напряжения на резисторе $R_к$. Уменьшение усиливаемого напряжения обусловлено влиянием обратной связи по напряжению, под которой понимается передача выходного напряжения или его части с выхода устройства на его вход. В усилительном каскаде с катодной нагрузкой все выходное напряжение передается на вход в противофазе с напряжением $u_{вх}$, в результате чего усиливаемое напряжение $u_{ск}$, подводимое к лампе, становится значительно меньше входного напряжения, т. е. имеет место

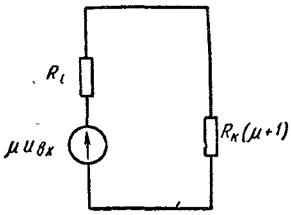


Рис. 1.21. Эквивалентная схема усилительного каскада с катодной нагрузкой

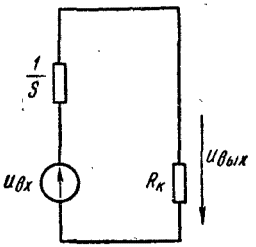


Рис. 1.22. Упрощенная эквивалентная схема усилительного каскада с катодной нагрузкой

отрицательная обратная связь. Выше отмечалось, что отрицательная обратная связь возникает и в усилительном каскаде с анодной нагрузкой, когда резистор цепочки автоматического смещения $R_к$ не шунтирован конденсатором $C_к$.

Выражение (1.27) для тока $i_а$ дает возможность составить эквивалентную схему усилительного каскада с катодной нагрузкой (рис. 1.21).

Более удобную эквивалентную схему можно получить на основании приближенного выражения для тока $i_а$, сделав в уравнении (1.27) преобразования, справедливые для $\mu \gg 1$:

$$i_а = \frac{\frac{\mu}{\mu+1}\,u_{вх}}{R_к + \frac{R_i}{\mu+1}} \approx \frac{u_{вх}}{R_к + \frac{1}{S}}. \qquad (1.28)$$

Этому выражению соответствует эквивалентная схема, приведенная на рис. 1.22.

На основании формул (1.27) и (1.28), учитывая, что $u_{вых} = R_к i_а$, можно составить выражение для коэффици-

ента усиления по напряжению каскада с катодной нагрузкой:

$$K_U = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{\mu R_к}{R_i + R_к(\mu + 1)} \approx \frac{R_к}{R_к + \frac{1}{S}} =$$

$$= \frac{SR_к}{SR_к + 1}. \qquad (1.29)$$

Приведенные выражения показывают, что коэффициент K_U меньше единицы, т. е. усиления напряжения в каскаде с катодной нагрузкой не происходит. Так как в таких каскадах обычно имеет место неравенство $SR_к \gg 1$, то $K_U \approx 1$. Учитывая это, а также то, что фаза выходного напряжения совпадает с фазой входного напряжения, каскады с катодной нагрузкой часто называют *катодными повторителями*. В большинстве случаев катодные повторители имеют коэффициент усиления по напряжению $K_U = 0{,}8—0{,}9$. Более правильно этот коэффициент называть *коэффициентом передачи напряжения*. В дальнейшем для краткости будем называть его просто коэффициентом передачи.

Основным достоинством катодного повторителя является то, что он имеет высокий коэффициент усиления по току, определяемый выражением

$$K_I = \frac{I_{вых}}{I_{вх}} = \frac{U_{вых}/R_к}{U_{вх}/R_c} = K_U \frac{R_c}{R_к}, \qquad (1.30)$$

где R_c — сопротивление сеточного резистора (см. рис. 1.20).

Так как коэффициент передачи $K_U \approx 1$, то $K_I \approx \frac{R_c}{R_к}$.

Поскольку сопротивление R_c может быть выбрано порядка 10^6 *ом*, а сопротивление $R_к$ в большинстве случаев имеет порядок 10^3 *ом*, коэффициент усиления по току достигает тысячи.

Входное сопротивление катодного повторителя на низких частотах, так же как и каскада с анодной нагрузкой, равно сеточному сопротивлению, т. е. имеет порядок $10^5— 10^6$ *ом*.

Выходное сопротивление каскада с катодной нагрузкой, как это видно из эквивалентной схемы (см. рис. 1.22), определяется выражением

$$R_{вых} = \frac{R_к \frac{1}{S}}{R_к + \frac{1}{S}}. \qquad (1.31)$$

Так как для катодного повторителя величина $\frac{1}{S}$ обычно значительно меньше $R_к$, то $R_{вых} \approx \frac{1}{S}$.

Таким образом, выходное сопротивление катодного повторителя очень мало (сотни и десятки ом), что является ценным свойством усилительного каскада с катодной нагрузкой. Большое входное и малое выходное сопротивления катодного повторителя позволяют использовать его в качестве промежуточного каскада, согласующего высокоомный выход усилительного каскада с анодной нагрузкой и низкоомную нагрузку усилителя (обмотка реле, шлейф магнитоэлектрического осциллографа и т. п.).

Вопрос. Какую лампу Вы примените для катодного повторителя, работающего на нагрузку $R_к = 0{,}2$ *ком*, если в нагрузке необходимо получить максимальную мощность.

1. Триод 6С1П, $S = 2{,}25$ *ма/в*, $\mu = 25$ (п. 1.6.2).
2. Триод 6Н16Б, $S = 5$ *ма/в*, $\mu = 25$ (п. 1.6.3).
3. Триод 6Н14П, $S = 6{,}8$ *ма/в*, $\mu = 25$ (п. 1.6.4).

1.6.2. Обратимся к эквивалентной схеме рис. 1.22. Мощность в нагрузке $R_к$ равна $P_к = R_к I_а^2$. Следовательно, для получения наибольшей мощности необходимо иметь наибольший ток $I_а$. Ток зависит от выходного сопротивления катодного повторителя и величины $u_{вх}$. Учитывая это, нетрудно убедиться, что Вы выбрали худший вариант ответа.

Вернитесь к п. 1.6.1 и исправьте свою ошибку.

1.6.3. Вы предпочли триод 6Н16Б, видимо, из тех соображений, что мощность в нагрузке максимальна тогда, когда сопротивление источника сигнала равно сопротивлению нагрузки. Действительно, триод 6Н16Б в эквивалентной схеме должен быть заменен источником напряжения $u_{вх}$ с внутренним сопротивлением $r_{вн} = \frac{1}{S} = 0{,}2$ *ком*. Но максимум мощности в нагрузке при соотношении $r_{вн} = R_н$ достигается в случае изменения сопротивления нагрузки $R_н$ при заданной величине внутреннего сопротивления источника. В нашем же случае изменяется $r_{вн} = \frac{1}{S}$ при постоянных значениях сопротивления нагрузки $R_к$ и напряжения $u_{вх}$. При таких условиях максимальная мощ-

ность в нагрузке получается, если ток нагрузки максимален, поскольку

$$P_{\text{н}} = P_{\text{к}} = R_{\text{к}} I_{\text{а}}^2,$$

а $R_{\text{к}}$ — постоянная величина.

Поэтому Ваш ответ ошибочен.

Вернитесь к п. 1.6.1 и выберите правильный ответ.

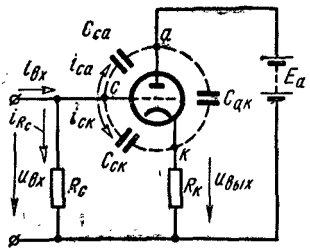


Рис. 1.23. Влияние междуэлектродных емкостей лампы на величину входного сопротивления катодного повторителя

1.6.4. Конечно, триод 6Н14П позволяет получить наибольшую мощность в нагрузке, поскольку он обладает наибольшей крутизной. Чем больше крутизна, тем меньше выходное сопротивление катодного повторителя и, следовательно, больше ток $I_{\text{а}}$ и мощность в нагрузке $P_{\text{к}} = R_{\text{к}} I_{\text{а}}^2$. Итак, при одинаковых значениях μ следует выбирать лампу с максимальной крутизной S.

Переходите к п. 1.6.5.

1.6.5. Входное сопротивление катодного повторителя в области высоких частот уменьшается за счет влияния междуэлектродных емкостей лампы. Для оценки влияния этих емкостей рассмотрим схему, приведенную на рис. 1.23.

Из схемы видно, что общий входной ток

$$\dot{I}_{\text{вх}} = \dot{I}_{R_{\text{с}}} + \dot{I}_{\text{са}} + \dot{I}_{\text{ск}}, \qquad (1.32)$$

где $\dot{I}_{R_{\text{с}}} = \dfrac{\dot{U}_{\text{вх}}}{R_{\text{с}}}$ — ток, проходящий через сеточный резистор $R_{\text{с}}$;

$\dot{I}_{\text{са}} = j\omega C_{\text{са}} \dot{U}_{\text{вх}}$ — ток, проходящий через емкость $C_{\text{са}}$.

Как видно из схемы рис. 1.20, к емкости $C_{\text{ск}}$ приложено напряжение $\dot{U}_{\text{ск}} = \dot{U}_{\text{вх}} - \dot{U}_{\text{вых}}$, поэтому

$$\dot{I}_{\text{ск}} = (\dot{U}_{\text{вх}} - \dot{U}_{\text{вых}})\, j\omega C_{\text{ск}} = (\dot{U}_{\text{вх}} - K_U \dot{U}_{\text{вх}})\, j\omega C_{\text{ск}} =$$

$$= \dot{U}_{\text{вх}} (1 - K_U)\, j\omega C_{\text{ск}}. \qquad (1.33)$$

Таким образом, общий входной ток

$$\dot{I}_{\text{вх}} = \frac{\dot{U}_{\text{вх}}}{R_{\text{с}}} + j\omega \dot{U}_{\text{вх}} [C_{\text{са}} + (1 - K_U)\, C_{\text{ск}}]. \qquad (1.34)$$

Отсюда следует, что входная емкость катодного повторителя

$$C_{вх} = C_{са} + C_{ск}\,(1 - K_U), \qquad (1.35)$$

т. е. она значительно меньше входной емкости усилительного каскада с анодной нагрузкой, что является большим достоинством катодного повторителя при использовании его на высоких частотах.

Усилительный каскад с катодной нагрузкой называется иногда каскадом с общим, или заземленным анодом. Действительно, сопротивлением источника анодного питания $E_а$ можно пренебречь, тогда становится ясно, что анод по переменной составляющей напряжения является общей точкой входа и выхода усилителя.

Помимо рассмотренных усилительных каскадов с анодной и катодной нагрузками, т. е. соответственно каскадов с заземленными катодом и анодом, существует усилительный каскад с заземленной сеткой [1]. Однако применение этого каскада в промышленной электронике весьма ограничено, поэтому он здесь не рассматривается.

Вопрос. Как изменяется коэффициент усиления по току катодного повторителя K_I при уменьшении сопротивления резистора $R_к$ до нуля (напряжение смещения поддерживается неизменным за счет введения внешнего источника, э. д. с. которого изменяется в соответствии с изменением сопротивления $R_к$)?

1. Величина K_I растет до бесконечности (п. 1.6.6).
2. Величина K_I растет до определенного предела (п. 1.6.7).
3. Величина K_I сначала растет, а затем убывает до нуля (п. 1.6.8).

1.6.6. Вы, видимо, руководствовались формулой $K_I \approx \approx \frac{R_с}{R_к}$. При уменьшении сопротивления $R_к$ коэффициент усиления по току K_I действительно растет при условии, что величина K_U мало изменяется. Это возможно, если $SR_к \gg 1$. При $R_к \to 0$ величина $K_U \to 0$ [см. (1.29)], а выходной ток, разумеется, не бесконечен. Это нетрудно видеть из эквивалентной схемы катодного повторителя. Выходной ток стремится к значению $I_{вых} = SU_{вх}$.

Итак, вы неправы. Постарайтесь с помощью эквивалентной схемы катодного повторителя найти правильный ответ.

1.6.7. Совершенно верно. Величина K_I растет, но не бесконечно. Ведь при $R_к=0$ выходное напряжение катодного повторителя равно нулю, а значит, равен нулю и коэффициент передачи напряжения K_U. Следовательно, в формуле (1.30) противоречия нет. Но при $R_к=0$ выходной ток [см. (1.27)]

$$I_{вых} = I_а = \frac{\mu U_{вх}}{R_i} = SU_{вх}.$$

Отсюда

$$K_I = \frac{I_{вых}}{I_{вх}} = \frac{SU_{вх}}{U_{вх}/R_с} = SR_с.$$

Переходите к § 1.7.

1.6.8. Вы слишком усложняете. Если Вы исходили из формулы (1.30), то это неверно. В этой формуле $I_{вых}$ определяется, как $U_{вых}/R_к$, но при $R_к=0$ выходной ток $I_{вых}\neq\infty$, значит, эта формула неприменима к данному случаю. Дело в том, что $U_{вых}$, а следовательно, и K_U являются функцией $R_к$, причем эта зависимость проявляется особенно резко при $R_к\to 0$.

Обратитесь к эквивалентной схеме катодного повторителя и постарайтесь определить K_I при $R_к=0$. Тогда Вам будет ясен правильный ответ.

§ 1.7. Режим работы по постоянному току усилительного каскада с коллекторной нагрузкой (с общим эмиттером)

1.7.1. В последнее время широкое распространение получили усилители на полупроводниковых триодах, обладающие рядом преимуществ по сравнению с ламповыми усилителями. Наиболее широкое применение полупроводниковые усилители нашли в автоматике, измерительной и вычислительной технике. Так же, как и ламповые усилители, сложные усилительные схемы с полупроводниковыми триодами состоят из отдельных усилительных каскадов.

Существует три типа усилительных каскадов на полупроводниковых триодах: 1) с общим эмиттером; 2) с общей базой; 3) с общим коллектором.

В усилителях, используемых в автоматике, измерительной и вычислительной технике, наибольшее распространение получили усилительные каскады с общим эмиттером (с коллекторной нагрузкой). Эта схема, как показано

ниже, обеспечивает большое усиление и по напряжению и по току в отличие от других схем, которые обеспечивают усиление или только по напряжению (каскад с общей базой), или только по току (каскад с общим коллектором). Поэтому в дальнейшем основное внимание будет уделено анализу работы усилительного каскада с общим эмиттером.

Типовая схема усилительного каскада с общим эмиттером приведена на рис. 1.24.

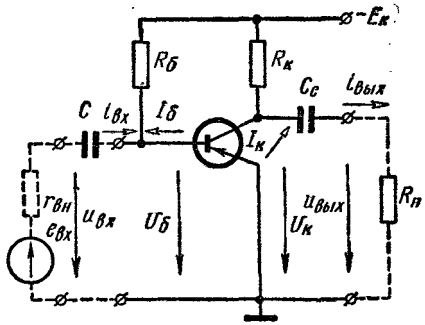


Рис. 1.24. Схема усилительного каскада с общим эмиттером

Входное напряжение $u_{вх}$ усилительного каскада подается на вход схемы между базой и эмиттером полупроводникового триода, а выходное напряжение $u_{вых}$ снимается между коллектором и эмиттером. Эмиттер является общим электродом для входной и выходной цепей.

Если проводить аналогию между ламповыми и полупроводниковыми усилителями, то усилительный каскад с общим эмиттером следует считать аналогичным усилительному каскаду с анодной нагрузкой, т. е. каскаду с общим катодом. Эта аналогия основана на сопоставлении эмиттера, базы и коллектора полупроводникового триода соответственно с катодом, сеткой и анодом усилительной лампы. Однако следует иметь в виду, что такие сопоставления весьма условны, так как принципы действия электронных ламп и полупроводниковых триодов совершенно различны.

Назначение элементов схемы усилительного каскада с общим эмиттером следующее. Резистор в цепи коллектора $R_к$ служит для создания выходного напряжения усилительного каскада, равного падению напряжения на этом рези-

сторе от переменной составляющей тока коллектора. Резистор в цепи базы $R_б$ задает ток базы, определяющий положение рабочей точки на входных и выходных характеристиках полупроводникового триода. Конденсатор $C_с$ на выходе усилителя служит для отделения переменной составляющей напряжения $R_к i_к = u_{вых}$ от постоянной составляющей коллекторного напряжения.

При отсутствии входного напряжения в цепи базы действует постоянный ток $I_{б0}$, а в цепи коллектора — постоянный ток $I_к$. Между коллектором и эмиттером устанавливается постоянное отрицательное напряжение

$$U_{к0} = -(E_к - R_к I_к). \qquad (1.36)$$

При воздействии входного переменного напряжения ток базы начинает изменяться. Изменения тока базы вызывают изменения тока коллектора, а следовательно, и коллекторного напряжения, так как изменения тока коллектора приводят к изменению падения напряжения на резисторе в цепи коллектора $R_к$. Переменная составляющая коллекторного напряжения через конденсатор $C_с$ подается на выход схемы. В то же время конденсатор $C_с$ не пропускает на нагрузку $R_н$ каскада постоянную составляющую коллекторного напряжения.

Вопрос. Какому элементу лампового усилителя с анодной нагрузкой аналогичен по назначению резистор в цепи коллектора полупроводникового триода $R_к$?

1. Резистору в цепи катода (п. 1.7.2).
2. Резистору в цепи анода (п. 1.7.3).
3. Аналогии нет (п. 1.7.4).

1.7.2. Резистор в цепи катода усилителя с анодной нагрузкой обычно предназначен для создания напряжения смещения; сопротивлением этого резистора определяется положение рабочей точки на динамической характеристике. Вас, видимо, ввело в заблуждение то, что резисторы в цепи катода лампы и в цепи коллектора полупроводникового триода обозначаются одинаково ($R_к$).

В полупроводниковом усилительном каскаде смещение рабочей точки задается с помощью резистора $R_б$ в цепи базы, которым определяется ток покоя базы $I_{б0}$. Резистор $R_к$ в цепи коллектора имеет другое назначение. На этом резисторе создается выходное напряжение, обусловленное изменением коллекторного тока. Таким образом, Ваш ответ ошибочен.

1.7.3. Действительно, по назначению резистор $R_к$ в цепи коллектора аналогичен анодному резистору $R_а$ в усилителе с анодной нагрузкой: оба они служат для создания выходного напряжения. Если бы сопротивление этих резисторов было равно нулю, то выходное напряжение, равное $R_а i_а$ (в ламповом каскаде) или $R_к i_к$ (в полупроводниковом каскаде), было бы также равно нулю. Так же, как в ламповом каскаде, изменения тока коллектора вызывают изменение коллекторного напряжения, что приходится учитывать с помощью динамической выходной характеристики.

Вы ответили верно, переходите к п. 1.7.5.

1.7.4. Конечно, аналогии между ламповыми и полупроводниковыми усилителями условны, однако они есть. В самом деле, резистор $R_к$ применяется для того, чтобы на нем создавалось падение напряжения от переменной составляющей коллекторного тока, являющееся выходным напряжением каскада. Аналогичные функции выполняются одним из резисторов лампового каскада. Вспомните материал п. 1.2.1 и попытайтесь ответить правильно.

1.7.5. Анализ работы усилительного каскада с общим эмиттером, так же как и лампового усилительного каскада с анодной нагрузкой, можно провести по динамическим вольтамперным характеристикам (рис. 1.25).

Линия нагрузки проводится на выходных (коллекторных) характеристиках полупроводникового триода. Так же, как и для лампового усилительного каскада, линия нагрузки описывается линейным уравнением. С учетом выбранных направлений токов и знака коллекторного напряжения ($U_к<0$) уравнение линии нагрузки, полученное из (1.36), имеет вид:

$$U_к = R_к I_к - E_к. \qquad (1.37)$$

Линия нагрузки строится обычно по двум точкам:

$$U_к = -E_к \text{ (при } I_к = 0) \text{ и } I_к = \frac{E_к}{R_к} \text{ (при } U_к = 0).$$

Линия нагрузки описывает линейную часть схемы (источник питания и линейный резистор $R_к$). Нелинейный элемент схемы — полупроводниковый триод — описывается семейством выходных (коллекторных) характеристик. Поэтому значения тока коллектора $I_к$ и коллекторного напряжения $U_к$ могут быть найдены по пересечению соот-

ветствующей коллекторной характеристики и линии нагрузки (рис. 1.25, *б*).

Динамическая входная характеристика строится на семействе входных характеристик (рис. 1.25, *в*) следующим образом. Задаваясь значениями тока базы $I_б$, определяют напряжения на коллекторе $U_к$ по пересечению линии нагрузки и соответствующей выходной характеристики. Для

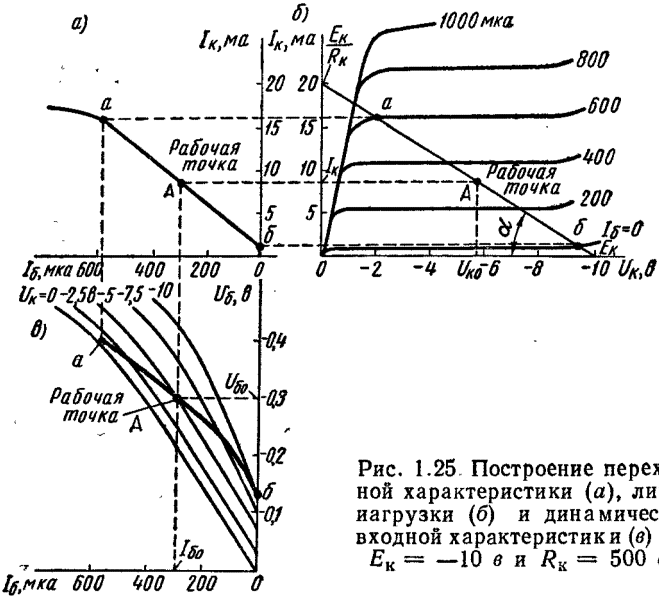


Рис. 1.25. Построение переходной характеристики (*а*), линии нагрузки (*б*) и динамической входной характеристики (*в*) при $E_к = -10$ *в* и $R_к = 500$ *ом*

полученных пар значений $I_б$ и $U_к$ наносят точки на семействе входных характеристик. Вся динамическая входная характеристика укладывается между крайними статическими характеристиками, соответствующими предельным значениям $U_к$ (в рассматриваемом случае $U_к=0$ и $U_к=-10$ *в*). Однако статические входные характеристики лишь очень незначительно зависят от напряжения на коллекторе и для большинства триодов практически сливаются (на рис. 1.25, *в* они показаны утрированно). Поэтому, не внося большой погрешности, в качестве динамической входной характеристики можно принимать статическую характеристику полупроводникового триода.

На рис. 1.25, *в* график входных характеристик повернут на 90° и смещен относительно выходных характеристик

триода. Это сделано для удобства построения так называемой переходной характеристики усилителя — зависимости тока коллектора $I_к$ от тока базы $I_б$, которая строится аналогично динамической входной характеристике.

По значениям тока базы $I_б$ определяют ток коллектора в точках пересечения линии нагрузки с соответствующей выходной характеристикой. По полученным парам значений $I_б$ и $I_к$ строят переходную характеристику $I_к = f(I_б)$ (рис. 1.25, *а*). Линейный участок *аб* является рабочим участком переходной характеристики. Проектируя рабочий участок этой характеристики на линию нагрузки и динамическую входную характеристику, отмечают и на них рабочие участки *аб*.

Сопротивление $R_{вх}$ каскада с общим эмиттером может быть принято равным параметру h_{11} полупроводникового триода. Обычно источник сигнала работает в режиме источника тока, т. е. внутреннее сопротивление источника $r_{вн}$ значительно больше h_{11}. Тогда изменения тока коллектора, соответствующие изменениям тока базы, могут быть найдены непосредственно по переходной характеристике.

Рабочую точку, как и в ламповом усилителе, выбирают в середине линейного участка переходной характеристики. Выбор рабочей точки определяется стремлением получить максимальную линейность усиления.

В отличие от лампового каскада усиления в полупроводниковом каскаде положение рабочей точки характеризуется четырьмя величинами: $I_{б0}$, $U_{б0}$, $I_к$ и $U_{к0}$ (ток покоя коллектора $I_к$ не принято обозначать $I_{к0}$, так как $I_{к0}$ означает начальный ток коллектора при $I_б = 0$). По известным значениям величин, определяющих положение рабочей точки, легко может быть рассчитано сопротивление резистора $R_б$, обеспечивающее необходимый ток базы:

$$R_б = \frac{E_к - |U_{б0}|}{I_{б0}}. \qquad (1.38)$$

Поскольку начальное базовое напряжение $U_{б0}$ мало по сравнению с $E_к$, можно считать, что

$$R_б \approx \frac{E_к}{I_{б0}}. \qquad (1.39)$$

Вопрос. Как влияет на положение рабочей точки переходной характеристики увеличение сопротивления резистора $R_б$?

1. Рабочая точка смещается вниз (п. 1.7.6).
2. Рабочая точка смещается вверх (п. 1.7.10).
3. Положение рабочей точки не меняется (п. 1.7.11).

1.7.6. Увеличение сопротивления резистора $R_б$ приводит к уменьшению тока базы $I_{б0}$, а следовательно, к смещению рабочей точки вниз по переходной характеристике. Часто при наладке усилительных каскадов на полупроводниковых триодах положение рабочей точки подбирают экспериментально по минимальным нелинейным искажениям с помощью переменного резистора $R_б$. При этом ток базы $I_{б0}$ подбирают так, чтобы усиливать без искажений наибольший возможный сигнал.

Вы ответили правильно. Подумайте теперь, как влияет на положение рабочей точки уменьшение сопротивления нагрузки каскада $R_н$ (см. рис. 1.24)?

1. Положение рабочей точки не меняется (п. 1.7.7).
2. Рабочая точка смещается в сторону увеличения тока $I_к$ (п. 1.7.8).
3. Рабочая точка смещается в сторону уменьшения тока $I_к$ (п. 1.7.9).

1.7.7. Вы правы. Положение рабочей точки покоя определяется постоянными составляющими токов и напряжений. Нагрузка $R_н$ включается через конденсатор $C_с$, следовательно, постоянная составляющая тока через нагрузку не проходит. Поэтому изменения сопротивления нагрузки $R_н$ не отражаются на положении рабочей точки. Если бы конденсатор $C_с$ отсутствовал, то изменение сопротивления $R_н$ влияло бы на положение рабочей точки, поскольку в этом случае изменялся бы ток, проходящий через резистор $R_к$, а значит, и коллекторное напряжение $U_{к0}$.

Переходите к § 1.8.

1.7.8. Посмотрим, так ли это. Нагрузка $R_н$ подключена к коллектору триода через разделительный конденсатор $C_с$, поэтому постоянная составляющая тока не проходит через резистор $R_н$. Положение рабочей точки определяется постоянными составляющими токов и напряжений. На величины постоянных составляющих тока и напряжения коллектора изменение сопротивления $R_н$ не влияет. Вы ответили тем более неправильно, что даже при отсутствии конденсатора $C_с$ в цепи коллектора уменьшение сопротивления $R_н$ привело бы к снижению коллекторного напряжения $U_{к0}$ и уменьшению тока коллектора $I_к$.

Вернитесь к п. 1.7.5, а затем к вопросу п. 1.7.6.

1.7.9. Вы считаете, что ток коллектора должен возрасти.

Это было бы справедливо, если бы в схеме отсутствовал разделительный конденсатор $C_с$. Тогда уменьшение сопротивления нагрузки $R_н$ привело бы к возрастанию падения напряжения на резисторе $R_к$, уменьшению коллекторного напряжения триода $U_{к0}$ и уменьшению тока коллектора $I_к$. При наличии конденсатора $C_с$ картина меняется. При $U_{вх} = 0$ изменение величины $R_н$ не меняет коллекторного напряжения, поскольку постоянная составляющая тока не проходит через резистор $R_н$. Значит, Ваш ответ ошибочен. Вернитесь к п. 1.7.6 и исправьте ошибку.

1.7.10. Смещение рабочей точки вверх по переходной характеристике происходит при увеличении тока базы $I_б$. Ток базы $I_{б0}$ возрастает при уменьшении сопротивления резистора $R_б$ [см. (1.38)]. Увеличение сопротивления $R_б$ смещает рабочую точку в обратном направлении, и при $R_б = \infty$ (обрыв цепи смещения) рабочая точка попадает в точку *б* на переходной характеристике, что недопустимо из-за возникновения нелинейных искажений. Вы, вероятно, поняли свою ошибку, постарайтесь теперь ответить правильно на поставленный в п. 1.7.5 вопрос.

1.7.11. Этого не может быть. Ведь положение рабочей точки определяется током базы $I_{б0}$, а ток базы зависит от сопротивления резистора в цепи базы $R_б$. Из формулы (1.38) легко определить, как зависит положение рабочей точки от сопротивления резистора $R_б$ (напряжение питания $E_к$ неизменно).

Просмотрите материал п. 1.7.5 и постарайтесь правильно ответить на поставленный вопрос.

§ 1.8. Стабилизация положения рабочей точки при изменениях температуры

1.8.1. Существенным недостатком полупроводниковых усилителей является зависимость их параметров от температуры. При повышении температуры полупроводникового триода увеличивается ток коллектора за счет увеличения в полупроводнике числа неосновных носителей зарядов (аналогично увеличению обратного тока диода). При увеличении коллекторного тока на величину $\Delta I_к$ коллекторное напряжение уменьшается (по абсолютной величине) на $\Delta U_к = R_к \Delta I_к$. Это вызывает смещение рабочей точки усилителя. Чем больше сопротивление в цепи коллектора, тем больше изменения коллекторного напряжения (рис. 1.26).

При больших сопротивлениях резистора $R_к$ повышение температуры может вывести рабочую точку за пределы рабочего участка линии нагрузки, и нормальная работа усилителя нарушится.

Количественно стабильность рабочей точки оценивается коэффициентом нестабильности S, учитывающим влияние изменений величин $I_{к0}$, β и $U_{б0}$ на ток коллектора в зависимости от температуры. Для германиевых триодов наи-

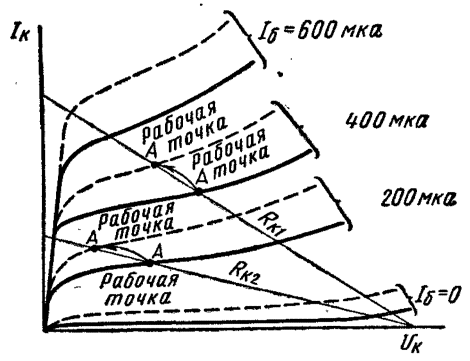


Рис. 1.26. Смещение рабочей точки на выходной характеристике полупроводникового триода:
—— при $t = +20°C$; – – – – при $t = +60°C$

большее влияние оказывает начальный ток коллектора $I_{к0}$, так как зависимость остальных параметров от температуры значительно слабее. В этом случае коэффициент нестабильности

$$S \approx \frac{dI_к}{dI_{к0}}.$$

Наибольшей стабильностью обладает схема усилительного каскада с общей базой, для которого $S = \alpha \approx 1$. Наименьшая стабильность свойственна схеме усилителя с общим эмиттером, для которой $S \approx \beta \gg 1$.

При помощи температурной стабилизации коэффициент нестабильности усилителя с общим эмиттером понижают до $S = 2 — 5$, если усилитель предназначен для работы в широком температурном диапазоне, и до $S = 5 — 15$, когда изменения температуры окружающей среды незначительны.

На рис. 1.27 приведена схема усилительного каскада с общим эмиттером, в котором для температурной стабилизации в цепь эмиттера включен резистор $R_э$, шунтированный конденсатором $C_э$. В цепи базы для создания начального напряжения смещения $U_{б0}$ применен делитель $R'_б$ $R''_б$. В этой схеме при увеличении тока коллектора, вызванном повышением температуры, увеличивается падение напряжения на сопротивлении резистора $R_э$. Потенциал эмиттера становится более отрицательным, что влечет за собой уменьшение (по абсолютной величине) напряжения $U_{б0}$ и, как результат, уменьшение тока базы $I_{б0}$. Таким образом, вследствие повышения температуры происходит увеличение тока коллектора на $\Delta I'_к$, а вследствие уменьшения тока $I_{б0}$ — уменьшение тока коллектора на $\Delta I''_к$, т. е. изменения тока коллектора взаимно компенсируются.

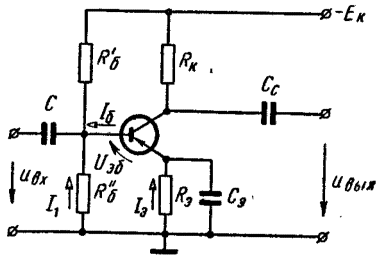


Рис. 1.27. Схема усилительного каскада с температурной стабилизацией резистором в цепи эмиттера

При анализе работы схемы температурной стабилизации мы предполагали, что потенциал базы относительно земли неизменен. На самом деле потенциал базы изменяется из-за падения напряжения, вызываемого изменением тока базы. Для приращений тока базы сопротивления плеч делителя $R'_б$ и $R''_б$ включены параллельно, так как по переменной составляющей тока шины $+E_к$ и $-E_к$ замкнуты накоротко.

Обозначим

$$R_б = \frac{R'_б R''_б}{R'_б + R''_б}. \qquad (1.40)$$

Тогда при уменьшении тока базы на $\Delta I_б$ напряжение $U_{б0}$ увеличится (по абсолютной величине) на

$$\Delta U_б = R_б \Delta I_б,$$

что ухудшит стабильность рабочей точки. Поэтому желательно по возможности уменьшать сопротивления плеч делителя $R_б'$ и $R_б''$.

Итак, температурная стабильность каскада возрастает при увеличении сопротивления $R_э$ и уменьшении сопротивления $R_б$. Однако низкоомный делитель $R_б$ невыгоден по двум причинам: возрастает потребление энергии от источника питания $E_к$ и уменьшается входное сопротивление каскада. Увеличение сопротивления $R_э$, с другой стороны, вызывает увеличение падения напряжения $R_э I_э$, поэтому для нормальной работы каскада приходится увеличивать напряжение $E_к$. Исходя из этих соображений обычно принимают отношение $R_б/R_э = 1—4$. При этом коэффициент нестабильности $S = 2—5$.

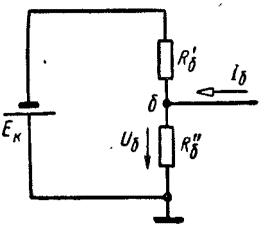


Рис. 1.28. Эквивалентная схема делителя $R_б'$ $R_б''$ в цепи базы

Для расчета режима работы усилительного каскада по постоянному току необходимо определить сопротивления резисторов $R_э$, $R_б'$ и $R_б''$, определяющие положение рабочей точки. С этой целью запишем уравнение, составленное по второму закону Кирхгофа для коллекторной цепи:

$$E_к = U_{кэ} + R_э I_э + R_к I_к. \qquad (1.41)$$

Если принять рекомендуемый справочником режим работы для данного триода ($U_{кэ}$, $I_к$), определить сопротивление $R_к$ исходя из требуемого значения K_U и задаться величиной $E_к$, то из уравнения (1.41) легко найти сопротивление $R_э$, учитывая, что $I_э \approx I_к$. Зная величину $R_э$, можно найти коэффициент нестабильности S [1]:

$$S = 1 + R_б/R_э. \qquad (1.42)$$

Для определения сопротивлений плеч делителя $R_б'$ $R_б''$ составим уравнение по второму закону Кирхгофа для цепи базы (рис. 1.28):

$$U_б = -E_к \frac{R_б''}{R_б' + R_б''} + R_б I_б. \qquad (1.43)$$

Так как падение напряжения на переходе эмиттер — база $U_{эб} \approx 0$, то

$$U_б \approx U_э = -R_э I_э. \tag{1.44}$$

Подставляя (1.44) и (1.40) в (1.43), получим

$$R_э I_э = R_б \left(\frac{E_к}{R'_б} - I_б \right). \tag{1.45}$$

Отсюда, полагая $I_б \approx I_э/\beta$, находим

$$R'_б = \frac{E_к}{I_э (R_э/R_б + 1/\beta)}. \tag{1.46}$$

Поскольку $1/\beta$ значительно меньше $R_э/R_б$, выражение (1.46) можно упростить:

$$R'_б \approx \frac{E_к R_б}{R_э I_э}. \tag{1.47}$$

Используя выражение (1.40), находим

$$R''_б = \frac{R'_б R_б}{R'_б - R_б}. \tag{1.48}$$

Введение резистора $R_э$ создает в схеме усилителя отрицательную обратную связь, аналогичную той, которая возникает в ламповом усилительном каскаде с анодной нагрузкой за счет действия резистора цепочки автоматического смещения $R_к$. Чтобы отрицательная обратная связь не уменьшала коэффициента усиления усилителя, резистор $R_э$ шунтируется конденсатором $C_э$. Емкость конденсатора $C_э$ выбирается с таким расчетом, чтобы для всех частот усиливаемого напряжения его сопротивление было значительно меньше сопротивления $R_э$.

Вопрос. Как влияет на коэффициент нестабильности S усилителя короткое замыкание конденсатора $C_э$ (см. рис. 1.27)?

1. Коэффициент S уменьшается (п. 1.8.2).
2. Коэффициент S увеличивается (п. 1.8.6).
3. Коэффициент S не изменяется (п. 1.8.7).

1.8.2. Замыкание обкладок может быть вызвано неправильной полярностью включения электролитического конденсатора $C_э$. Следовательно, замыкание обкладок конденсатора $C_э$ приводит к замыканию резистора $R_э$. А назначение резистора $R_э$ состоит в уменьшении нестабильности

каскада. Надеемся, что Вы поняли свою ошибку. Предлагаем Вам дополнительный вопрос: как влияет короткое замыкание конденсатора $C_э$ на положение рабочей точки входной динамической характеристики?

1. Положение рабочей точки не меняется (п.1.8.3).

2. Рабочая точка смещается в сторону уменьшения тока $I_б$ (п. 1.8.4).

3. Рабочая точка смещается в сторону увеличения тока $I_б$ (п. 1.8.5).

1.8.3. Вы ошибаетесь, потому что не учитываете падение напряжения на резисторе $R_э$ от постоянной составляющей эмиттерного тока $U_э = R_э I_э$. Составим уравнение цепи эмиттер — база по второму закону Кирхгофа для постоянных составляющих напряжений и токов (см. рис. 1.27):

$$U_{эо} = R'_б I_1 - R_э I_э,$$

где I_1 — ток, проходящий через резистор $R'_б$.

Итак, падение напряжения $U_э = R_э I_э$ влияет на разность потенциалов между эмиттером и базой, а следовательно, на величину базового тока. При замыкании конденсатора $C_э$ напряжение $U_э$ становится равным нулю. Теперь Вам нетрудно будет определить, как это повлияет на положение рабочей точки.

Вернитесь к п. 1.8.2 и выберите правильный ответ.

1.8.4. Вы правильно считаете, что замыкание резистора $R_э$, вызванное замыканием конденсатора $C_э$, приведет к изменению положения рабочей точки. Но в какую сторону она сместится? Это легко проверить, составив уравнение цепи эмиттер — база по второму закону Кирхгофа для постоянных составляющих токов и напряжений (см. рис. 1.27):

$$U_{эб} = R'_б I_1 - R_э I_э,$$

где I_1 — ток, проходящий через резистор $R'_б$.

Из этого уравнения видно, что падение напряжения на резисторе $R_э$ приложено к переходу эмиттер — база в запирающем направлении и поэтому уменьшает базовый ток $I_б$. Замыкание резистора $R_э$ сводит к нулю величину $R_э I_э$, что приводит к увеличению напряжения $U_{эб}$ и возрастанию базового тока $I_б$.

Итак, Вы опять ответили неправильно. Прочтите объяснения к правильному ответу в п. 1.8.5.

1.8.5. На этот раз Вы правы. В самом деле, замыкание резистора $R_э$, вызванное замыканием конденсатора $C_э$, приводит к уменьшению до нуля падения напряжения на резисторе $R_э$. Поскольку это падение напряжения приложено к переходу эмиттер — база в запирающем направлении ($U_{эб} = R_б' I_1 - R_э I_э$, рис. 1.27), уменьшение напряжения $R_э I_э$ вызывает увеличение прямого напряжения $U_{эб}$, приложенного к переходу, и базового тока. Следовательно, рабочая точка смещается вверх по входной динамической характеристике. Это может привести к возникновению нелинейных искажений вследствие приближения рабочей точки к верхнему нелинейному участку переходной характеристики (см. рис. 1.25).

Переходите к п. 1.8.8.

1.8.6. Совершенно верно, температурная стабильность ухудшается при замыкании конденсатора $C_э$ и коэффициент S возрастает. Замыкание обкладок может быть вызвано неправильной полярностью включения электролитического конденсатора $C_э$. Следовательно, резистор $R_э$ оказывается замкнутым накоротко. Падение напряжения на нем становится равным нулю и температурная стабилизация исчезает. С другой стороны, замыкание резистора $R_э$ приводит к изменению режима смещения, поскольку падение напряжения $R_э I_э$ приложено к эмиттерному переходу в запирающем направлении.

Переходите к п. 1.8.8.

1.8.7. Вы ответили, не подумав. В результате замыкания конденсатора $C_э$ оказывается замкнутым накоротко резистор $R_э$ в цепи эмиттера. Как было указано выше, этот резистор предназначен для компенсации изменений коллекторного тока, возникающих под влиянием температурных колебаний. Очевидно, замыкание этого резистора должно отразиться на температурной стабильности каскада.

Вернитесь к п. 1.8.1 и выберите правильный ответ.

1.8.8. На рис. 1.29 приведена схема усилительного каскада с температурной стабилизацией, в котором напряжение обратной связи подается из коллекторной цепи в цепь базы.

В этой схеме сопротивление $R_б$ включено между базой и коллектором триода. Требуемый ток базы $I_{б0}$ обеспечивается правильным выбором сопротивления $R_б$:

$$R_б = \frac{|U_{к0}| - |U_{б0}|}{I_{б0}}. \qquad (1.49)$$

При повышении температуры триода ток коллектора увеличивается на $\Delta I'_к$ и коллекторное напряжение уменьшается (по абсолютной величине) на $\Delta U'_к = R_к \Delta I'_к$. Следовательно, уменьшается ток базы $I_{б0}$, что влечет за собой уменьшение тока коллектора на $\Delta I''_к$. Так же, как и в предыдущей схеме усилителя, можно добиться того, чтобы результирующее изменение тока коллектора $\Delta I_к = \Delta I'_к - \Delta I''_к$ было незначительным.

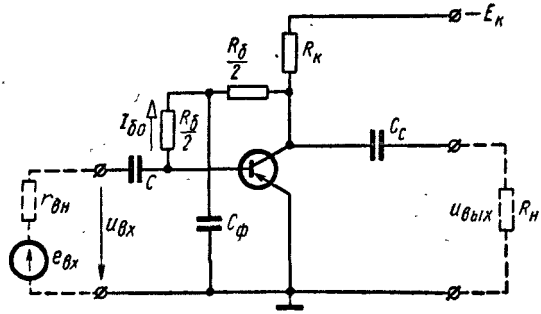


Рис. 1.29. Схема усилительного каскада с температурной стабилизацией резисторами между коллектором и базой триода

Чтобы переменная составляющая коллекторного напряжения не попадала в цепь базы, в схеме применен Т-образный фильтр. Сопротивление $R_б$ образуется двумя одинаковыми резисторами $\frac{R_б}{2}$, между которыми включен конденсатор фильтра $C_ф$. Сопротивление этого конденсатора должно быть значительно меньше сопротивления $R_б$:

$$C_ф = \frac{10 - 20}{2\pi f_н R_б}, \qquad (1.50)$$

где $f_н$ — наиболее низкая частота усиливаемого напряжения.

Усилитель, выполненный по такой схеме, обладает несколько меньшей стабильностью ($S = 10—20$), чем схема с резистором в цепи эмиттера, зато не требует увеличения напряжения источника питания $E_к$. В схемах с температурной стабилизацией сопротивление резистора $R_к$ обычно больше, чем в схемах без стабилизации. Сопротивление

резистора $R_к$ для полупроводниковых усилителей с маломощными триодами выбирается обычно в пределах 1 — 20 *ком*.

Вопрос. Как зависит коэффициент нестабильности S от емкости конденсатора $C_ф$ в схеме рис. 1.29?

1. Коэффициент S не зависит от емкости $C_ф$ (п. 1.8.9).
2. Коэффициент S увеличивается при увеличении емкости $C_ф$ (п. 1.8.10).
3. Коэффициент S уменьшается при увеличении емкости $C_ф$ (п. 1.8.11).

1.8.9. Конденсатор фильтра $C_ф$ введен в схему усилителя для ослабления влияния отрицательной обратной связи по переменной составляющей напряжения. Без конденсатора $C_ф$ часть переменной составляющей выходного напряжения попадает на вход усилителя (в цепь базы), причем в противофазе по отношению к входному напряжению. Поэтому коэффициент усиления по напряжению $K_U = \frac{U_{вых}}{U_{вх}}$ уменьшается. Однако конденсатор $C_ф$ не влияет на обратную связь по постоянной составляющей напряжения. Поэтому степень температурной стабильности, а значит, и коэффициент нестабильности S не зависят от емкости конденсатора $C_ф$.

Вы ответили верно, переходите к § 1.9.

1.8.10. Как показано в п. 1.8.8, температурная стабильность усилительного каскада определяется степенью изменения базового тока $I_{б0}$, связанного с изменением коллекторного напряжения $\Delta U'_к$. Изменения токов и напряжений, возникающие при изменениях температуры, медленны, поэтому ток при отсутствии сигнала не проходит через конденсатор $C_ф$. Следовательно, увеличение емкости конденсатора $C_ф$ не может увеличить коэффициент нестабильности S, поскольку величина $C_ф$ не учитывается при расчетах температурных изменений режима работы усилителя.

Вернитесь к п. 1.8.8 и выберите правильный ответ.

1.8.11. Температурная стабильность усилительного каскада (см. рис. 1.29) не может зависеть от параметров реактивных элементов схемы, в частности, от емкости конденсатора $C_ф$. Ведь температурные изменения токов и напряжений в схеме усилителя происходят медленно. Для таких колебаний даже очень большая емкость $C_ф$ (порядка десятков микрофарад) представляет собой весьма большое со-

противление, значительно больше сопротивлений остальных элементов схемы. Следовательно, коэффициент S не может убывать с возрастанием емкости конденсатора $C_ф$.

Вернитесь к п. 1.8.8 и найдите верный ответ.

§ 1.9. Усилительный каскад с коллекторной нагрузкой

1.9.1. Принцип работы полупроводникового усилительного каскада можно пояснить с помощью построения временных зависимостей токов и напряжений при синусоидальном входном напряжении (т. е. при $r_{вн} \ll R_{вх}$), показанных на рис. 1.30.

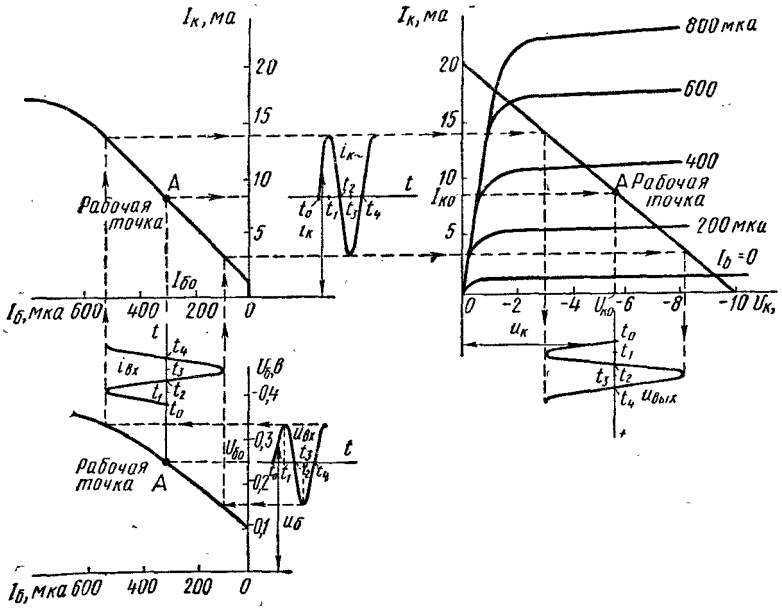


Рис. 1.30. Построение кривой выходного напряжения по заданной кривой входного напряжения

Как видно из рисунка, синусоидальное входное напряжение $u_{вх}$ складывается с постоянным базовым напряжением $U_{б0}$, и суммарное напряжение становится равным

$$u_б = U_{б0} + u_{вх}. \qquad (1.51)$$

По динамической входной характеристике определяется форма кривой тока базы

$$i_б = I_{б0} + i_{вх}. \qquad (1.52)$$

Затем по переходной характеристике строится временна́я зависимость тока коллектора, содержащего постоянную $I_к$ и переменную $i_к$ составляющие. По линии нагрузки строится кривая коллекторного напряжения

$$u_к = U_{к0} + u_{вых}. \qquad (1.53)$$

Переменная составляющая коллекторного напряжения $u_к$ является выходным напряжением усилителя.

На рис. 1.30 детально показано построение мгновенных значений переменных составляющих токов и напряжений для моментов времени t_1 и t_3. Построение мгновенных значений токов и напряжений для других моментов времени производится аналогично.

Коэффициент усиления усилительного каскада по напряжению можно найти исходя из графических построений как отношение амплитудных значений выходного и входного напряжений:

$$K_U = \frac{U_{вых\,m}}{U_{вх\,m}}. \qquad (1.54)$$

Так, для рассматриваемого случая $U_{вх\,m} = 0{,}08$ *в*, $U_{вых\,m} = 2{,}7$ *в* и $K_U \approx 34$.

При небольших входных напряжениях, когда каскад работает на линейном участке переходной характеристики, выходное напряжение имеет такую же форму, как и входное напряжение, т. е. искажения формы кривой выходного напряжения $u_{вых}$ отсутствуют. Такой режим называется линейным. В рассмотренном случае входное и выходное напряжения синусоидальны.

При больших значениях входного напряжения изменения входного и коллекторного тока выходят за пределы рабочего участка входной характеристики и линии нагрузки, и форма кривой выходного напряжения претерпевает значительные искажения. На рис. 1.31 показаны эти искажения при большом входном напряжении.

Как видно из рисунка, форма кривой входного тока искажена. Однако наиболее искаженными оказываются переменная составляющая тока коллектора и выходное напряжение. Таким образом, если входное напряжение превышает величину, соответствующую линейному участ-

ку *аб* динамический входной (или переходной) характеристики (см. рис. 1.31), то возникают искажения формы кривой выходного напряжения.

Вопрос. Как зависит коэффициент усиления по напряжению K_U каскада от сопротивления резистора в цепи коллектора $R_к$ (при $E_к$ = const)?

1. Коэффициент K_U не зависит от сопротивления $R_к$ (п. 1.9.2).

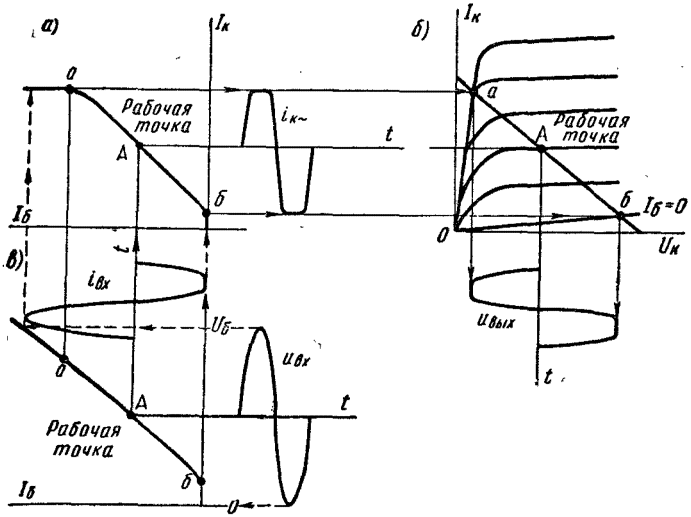


Рис. 1.31. Искажения формы кривой выходного напряжения при большом входном напряжении

2. Коэффициент K_U возрастает с увеличением сопротивления $R_к$ (п. 1.9.3).

3. Коэффициент K_U убывает с увеличением сопротивления $R_к$ (п. 1.9.4).

1.9.2. Правильно ответить на вопрос можно, обратившись к рис. 1.30.

При изменении сопротивления резистора $R_к$ меняется угол наклона линии нагрузки к оси абсцисс на семействе выходных характеристик. Входная характеристика практически не изменяется, а у переходной характеристики уменьшается линейный участок. Из рис. 1.30 видно, что амплитуда переменной составляющей коллекторного напряжения $U_{вых\ m}$ зависит от положения линии нагрузки.

Это и понятно, поскольку выходное напряжение каскада $u_{вых} = R_к i_к$. Здесь можно провести аналогию с ламповым каскадом усиления, где $u_{вых} = R_a i_a$. Так как коэффициент усиления по напряжению

$$K_U = \frac{U_{вых\,m}}{U_{вх\,m}},$$

то ясно, что он зависит от сопротивления $R_к$. Какова эта зависимость, определите из п. 1.9.1.

1.9.3. Правильно, с ростом сопротивления $R_к$ уменьшается угол между осью абсцисс и линией нагрузки (см. рис. 1.30). При этом укорачивается линейный участок переходной характеристики без изменения ее наклона, а динамическая входная характеристика практически не изменяется. Из рис. 1.30 видно, что в линейном режиме амплитуда переменной составляющей коллекторного напряжения $U_{вых\,m}$ возрастает. Следовательно, возрастает и коэффициент усиления по напряжению:

$$K_U = \frac{U_{вых\,m}}{U_{вх\,m}}.$$

Однако неограниченно увеличивать сопротивление резистора $R_к$ с целью увеличения коэффициента K_U нельзя, поскольку при этом линия нагрузки проходит очень низко по выходным характеристикам и резко уменьшается линейный участок переходной характеристики, что приводит к значительным нелинейным искажениям. На практике сопротивление резистора $R_к$ для усилительных каскадов с общим эмиттером выбирается в диапазоне от нескольких килоом до нескольких десятков килоом в зависимости от типа полупроводникового триода.

Переходите к п. 1.9.5.

1.9.4. Вы, видимо, считаете, что увеличение сопротивления $R_к$ вызывает уменьшение тока коллектора и выходного напряжения. Это не совсем так. Переменная составляющая тока коллектора действительно уменьшается, но очень незначительно, поскольку сопротивление коллекторного перехода велико по сравнению с величиной $R_к$ (выходные характеристики почти горизонтальны). В гораздо большей степени возрастает падение напряжения на резисторе $R_к$, равное $U_{вых} = R_к i_{к\sim}$.

Вероятно, Вы поняли свою ошибку. Прочтите разъяснения в п. 1.9.3.

1.9.5. При работе усилительного каскада в линейном режиме основные его параметры (коэффициент усиления, выходное сопротивление), так же как и в ламповом усилителе, могут быть найдены аналитически. Эти расчеты производятся с помощью эквивалентной схемы усилительного каскада, построение которой основано на использовании h-параметров полупроводникового триода.

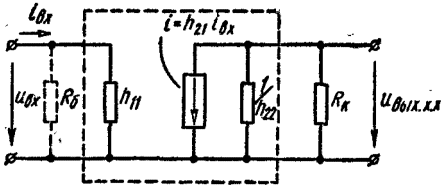


Рис. 1.32. Эквивалентная схема усилительного каскада с общим эмиттером

Эквивалентная схема полупроводникового усилителя строится на основе эквивалентной схемы триода [2]. Для усилительного каскада с общим эмиттером (см. рис. 1.24) эквивалентная схема приведена на рис. 1.32.

Здесь, помимо эквивалентной схемы триода, изображен резистор $R_к$, включаемый в коллекторную цепь. Как и в эквивалентной схеме лампового усилительного каскада, все источники питания отсутствуют, и схема справедлива только для переменных составляющих напряжений и токов.

Сопротивление резистора $R_б$ (показано пунктиром), включенного в эквивалентной схеме параллельно сопротивлению h_{11}, как правило, значительно больше последнего. В большинстве случаев сопротивление $R_б$ можно не учитывать. В схеме отсутствуют также разделительные конденсаторы C и $C_с$ (см. рис. 1.24), влияние которых будет учтено при рассмотрении многокаскадных усилителей.

Чтобы определить коэффициент усиления по напряжению ненагруженного усилительного каскада, т. е. при $R_н = \infty$ (см. рис. 1.24), рассмотрим уравнения для входной и выходной цепей.

Для входной цепи

$$u_{вх} = h_{11} i_{вх}. \qquad (1.55)$$

Для выходной цепи уравнение, составленное по первому закону Кирхгофа, имеет вид

$$h_{21} i_{\text{вх}} + h_{22} u_{\text{вых.х.х.}} + \frac{u_{\text{вых.х.х.}}}{R_{\text{к}}} = 0. \qquad (1.56)$$

Решая совместно уравнения (1.55) и (1.56), получим связь между входным и выходным напряжениями:

$$u_{\text{вых.х.х}} = -\frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot \frac{R_{\text{к}}}{1 + h_{22} R_{\text{к}}} u_{\text{вх}}. \qquad (1.57)$$

Знак «минус» в выражении (1.57) означает, что фаза выходного напряжения, так же как и в ламповом усилительном каскаде с анодной нагрузкой, противоположна фазе входного напряжения. Таким образом, коэффициент усиления по напряжению ненагруженного усилительного каскада с общим эмиттером

$$K_{U\text{х.х.}} = \left| \frac{u_{\text{вых.х.х}}}{u_{\text{вх}}} \right| = \frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot \frac{R_{\text{к}}}{1 + h_{22} R_{\text{к}}}. \qquad (1.58)$$

Как видно из полученного выражения, коэффициент усиления по напряжению тем больше, чем больше статический коэффициент усиления триода по току h_{21}. Поскольку для полупроводниковых усилителей $h_{22} R_{\text{к}} \ll 1$, коэффициент усиления по напряжению растет с увеличением сопротивления резистора $R_{\text{к}}$, что подтверждает рассуждения, приведенные в п. 1.9.3.

По эквивалентной схеме рис. 1.32 легко может быть найдено входное сопротивление усилительного каскада с общим эмиттером:

$$R_{\text{вх}} = \frac{u_{\text{вх}}}{i_{\text{вх}}} = h_{11}. \qquad (1.59)$$

Вопрос. Найдите выражения для выходного сопротивления каскада $R_{\text{вых}}$.

1. $R_{\text{вых}} \approx R_{\text{к}}$ (п. 1.9.6).
2. $R_{\text{вых}} = 1/h_{22} + R_{\text{к}}$ (п. 1.9.7).
3. $R_{\text{вых}} = 1/h_{22}$ (п. 1.9.8).

1.9.6. Обращаясь к эквивалентной схеме каскада (см. рис. 1.32), видим, что выходное сопротивление определяется двумя параллельно соединенными сопротивлениями $1/h_{22}$ и $R_{\text{к}}$. Следовательно,

$$R_{\text{вых}} = \frac{R_{\text{к}} \, 1/h_{22}}{R_{\text{к}} + 1/h_{22}} = \frac{R_{\text{к}}}{1 + h_{22} R_{\text{к}}}. \qquad (1.60)$$

Так как $h_{22}R_к \ll 1$, можно считать с большой степенью точности, что

$$R_{вых} \approx R_к. \qquad (1.61)$$

Напомним, что в ламповом усилителе резистор $R_а$ аналогичен по назначению резистору $R_к$ в полупроводниковом усилителе. Следовательно, выражения для выходного сопротивления обоих усилителей также аналогичны, когда в качестве усилительной лампы используется пентод. Эта аналогия следует из аналогии коллекторных характеристик полупроводникового триода и анодных характеристик пентода.

Переходите к п. 1.9.9.

1.9.7. Вы правильно считаете, что величина $R_{вых}$ зависит как от $1/h_{22}$, так и от $R_к$. Но посмотрите на схему рис. 1.32. Между какими точками следует определять выходное сопротивление каскада? Очевидно, между выходными зажимами. Относительно этих зажимов сопротивление не может быть равно сумме сопротивлений $1/h_{22}$ и $R_к$, поскольку они соединены параллельно. Так как внутреннее сопротивление источника тока равно бесконечности, оно не влияет на выходное сопротивление каскада.

Вернитесь к п. 1.9.5 и выберите правильный ответ.

1.9.8. Вы не разобрались в эквивалентной схеме усилительного каскада с общим эмиттером. Ведь выходное сопротивление — это сопротивление между выходными зажимами схемы рис. 1.32. Очевидно, выходное сопротивление зависит не только от $1/h_{22}$, но и от $R_к$. Ваш ответ был бы правилен, если бы сопротивление $1/h_{22}$ было значительно меньше $R_к$. Но разве это так? Выходное сопротивление триода $1/h_{22}$, так же как и сопротивление резистора $R_к$, определяется котангенсом угла наклона выходной характеристики к оси абсцисс (см. рис. 1.25, *б*):

$$\frac{1}{h_{22}} = \left| \frac{\Delta U_к}{\Delta I_к} \right|_{I_б=\text{const}}.$$

Из рис. 1.25, *б* видно, что угол наклона выходных характеристик значительно меньше, чем угол наклона линии нагрузки. Значит, $\frac{1}{h_{22}} \gg R_к$.

Это понятно. Выходное сопротивление полупроводникового триода — это обратное сопротивление коллекторного перехода. Оно значительно больше величины $R_к$.

Прочтите пояснения к правильному ответу в п. 1.9.6.

1.9.9. Входное сопротивление усилительного каскада с общим эмиттером невелико. Обычно оно лежит в пределах от нескольких сотен ом до нескольких килоом. Выходное же сопротивление значительно больше и может достигать нескольких десятков килоом. Этим объясняется ряд трудностей при работе полупроводникового усилителя с высокоомными источниками усиливаемых напряжений и низ-

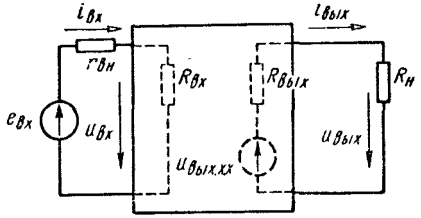


Рис. 1.33. К учету влияния внутреннего сопротивления источника сигнала и сопротивления нагрузки на коэффициент усиления каскада

коомной нагрузкой. В отличие от лампового усилителя при расчете полупроводникового усилителя очень часто нельзя пренебрегать внутренним сопротивлением источника входного сигнала $r_{вн}$ и шунтирующим действием сопротивления нагрузки $R_н$ (на рис. 1.24 показаны пунктиром).

Учесть внутреннее сопротивление источника сигнала $r_{вн}$ и сопротивление нагрузки $R_н$ можно с помощью схемы, изображенной на рис. 1.33.

Здесь ненагруженный усилительный каскад заменен четырехполюсником с входным сопротивлением $R_{вх}$ и выходным сопротивлением $R_{вых}$. В выходной цепи четырехполюсника включен источник с напряжением $u_{вых.\ х.\ х}$. Связь между напряжениями $u_{вых.\ х.х}$ и $u_{вх}$ определяется рассмотренным ранее соотношением (1.57).

В соответствии со схемой рис. 1.33 можно записать следующие выражения для входного и выходного напряжений:

$$u_{вх} = \frac{h_{11}}{r_{вн} + h_{11}}\, e_{вх}, \tag{1.62}$$

$$u_{вых} = \frac{R_н}{R_{вых} + R_н} u_{вых.х.х}, \tag{1.63}$$

где $e_{вх}$ — э.д.с. источника входного сигнала;
h_{11} — входное сопротивление;
$R_{вых}$ — выходное сопротивление усилительного каскада с общим эмиттером.

При большом внутреннем сопротивлении источника сигнала напряжение $u_{вх}$ может оказаться значительно меньше э.д.с. $e_{вх}$, а при низкоомных нагрузках напряжение $u_{вых}$ может быть существенно меньше напряжения $u_{вых.\,х.х}$. Используя соотношения (1.62) и (1.63), получим выражение для реального коэффициента усиления по напряжению с учетом внутреннего сопротивления источника и шунтирующего действия сопротивления нагрузки:

$$K_U = \left| \frac{u_{вых}}{e_{вх}} \right| = \frac{h_{11}}{r_{вн} + h_{11}} \cdot \frac{R_н}{R_{вых} + R_н} K_{Ux.x}$$

или с учетом уравнения (1.58)

$$K_U = \frac{h_{21}}{r_{вн} + h_{11}} \cdot \frac{R_к R_н}{R_к + R_н + R_к R_н h_{22}}. \qquad (1.64)$$

Реальный коэффициент усиления K_U всегда меньше коэффициента усиления ненагруженного усилителя $K_{U\,х.х}$. Эта разница тем заметнее, чем больше внутреннее сопротивление источника $r_{вн}$ и меньше сопротивление нагрузки $R_н$. На практике реальный коэффициент усиления может достигать нескольких десятков.

Для полупроводниковых усилителей важным параметром является также коэффициент усиления по току $K_I = \frac{I_{вых}}{I_{вх}}$. На основании уравнения (1.64) и равенств

$$i_{вх} = \frac{1}{r_{вн} + R_{вх}} e_{вх},$$

$$i_{вых} = \frac{u_{вых}}{R_н}$$

находим выражение для коэффициента усиления по току усилнтельного каскада с общим эмиттером:

$$K_I = h_{21} \frac{R_к}{R_к + R_н + R_к R_н h_{22}}. \qquad (1.65)$$

Как видно из полученного выражения, коэффициент усиления по току K_I всегда меньше статического коэффициента усиления по току полупроводникового триода h_{21}

и приближается к нему при малых значениях $R_н$. Усилительный каскад с общим эмиттером обеспечивает усиление по току в несколько десятков раз.

Коэффициент усиления по мощности, имеющей важное значение для полупроводниковых усилителей,

$$K_P = \frac{P_{вых}}{P_{вх}} = K_U K_I . \qquad (1.66)$$

В усилительном каскаде с общим эмиттером он может достигать нескольких тысяч.

Вопрос. Какой полупроводниковый триод следует выбрать для получения наибольшего коэффициента усиления по напряжению в усилителе с общим эмиттером, если внутреннее сопротивление источника сигнала $r_{вн} = 300$ *ом* и параметры триодов примерно одинаковы за исключением h_{11}, причем сопротивление нагрузки $R_н = \infty$ (холостой ход).

h_{11}, *ом*	П16А	ГТ108А	П26
	125	300	900

1. Триод ГТ108А (п. 1.9.10).
2. Триод П26 (п. 1.9.11).
3. Триод П16А (п. 1.9.12).

1.9.10. Вы, вероятно, считали, что наибольший коэффициент усиления может быть получен при равенстве внутреннего сопротивления источника сигнала входному сопротивлению усилительного каскада. Но почему? Равенство этих сопротивлений необходимо для передачи наибольшей мощности во входную цепь. А в данном случае требуется получить максимум коэффициента усиления по напряжению K_U. Следовательно, нужно анализировать зависимость K_U от h_{11}. Это легко сделать с помощью соответствующих выражений.

Вернитесь к п. 1.9.9 и выберите правильный ответ.

1.9.11. Триод П26 обладает максимальным по сравнению с двумя другими типами триодов входным сопротивлением. А коэффициент усиления тока у всех трех триодов одинаков. При максимальном входном сопротивлении входной (базовый) ток будет минимальным, так как

$$i_{вх} = \frac{e_{вх}}{r_{вн} + h_{11}} .$$

Следовательно, минимальны ток коллектора, выходное напряжение и коэффициент усиления по напряжению K_U.

Вы сделали неудачный выбор. Вернитесь к п. 1.9.9 и исправьте свою ошибку.

1.9.12. Вы выбрали триод с минимальным входным сопротивлением. Правильно. Это следует непосредственно из выражения

$$K_U = \left| \frac{u_{вых}}{e_{вх}} \right| = \frac{h_{11}}{r_{вн} + h_{11}} K_{Ux.x} =$$

$$= \frac{h_{21}}{r_{вн} + h_{11}} \cdot \frac{R_к}{1 + h_{22} R_к},$$

которое справедливо при $R_н = \infty$. Действительно, при минимальном входном сопротивлении входной ток максимален, следовательно, максимален коллекторный ток и выходное напряжение $U_{вых}$. Можно сказать, что полупроводниковый триод управляется током, т. е. для создания наибольших изменений выходного напряжения требуются наибольшие допустимые изменения входного тока (а не напряжения, как в ламповом каскаде).

Переходите к п. 1.9.13.

1.9.13. Пример расчета усилительного каскада на полупроводниковом триоде.

Рассчитать усилитель по схеме с коллекторной нагрузкой (с общим эмиттером) и температурной стабилизацией (см. рис. 1.27) на триоде П26А при $E_к = 70$ *в* и частоте сигнала $f = 50$ *гц*. Определить коэффициенты усиления K_U, K_I и K_P при $r_{вн} = 1$ *ком* и $R_н = 5$ *ком*. Характеристики триода П26А приведены на рис. 1.34; h-параметры триода: $h_{11} = 900$ *ом*, $h_{21} = 30$, $h_{22} = 10^{-5}$ *сим*.

Расчет проводят в такой последовательности.

Выбирают сопротивление резистора $R_к = 5$ *ком* и строят линию нагрузки на выходных характеристиках триода (рис. 1.34, *б*).

При этом линию нагрузки проводят из точки на оси абсцисс, соответствующей напряжению между коллектором и эмиттером:

$$U'_{кэ} = E_к - R_э I_э.$$

Величину $U'_{кэ}$ выбирают несколько меньше $E_к$, обычно $U'_{кэ} = (0{,}7—0{,}9)\ E_к$. Принимаем $U'_{кэ} = 60$ *в*.

Определяют сопротивление $R_э$ из (1.41):

$$R_э = \frac{E_к - U_{к0} - R_к I_к}{I_э} = \frac{70 - 25 - 5 \cdot 7}{7} = 1{,}43 \text{ ком}.$$

Принимаем $R_б / R_э = 4$. Тогда

$$R_б = 4 \cdot 1{,}43 = 5{,}72 \text{ ком}.$$

Из выражения (1.42) определяют коэффициент нестабильности:

$$S = 1 + R_б/R_э = 5.$$

Определяют сопротивления плеч делителя в цепи базы из формул (1.47) и (1.48):

$$R'_б = \frac{E_к R_б}{R_э I_э} = \frac{70 \cdot 5{,}72}{1{,}43 \cdot 7} = 40 \text{ ком},$$

$$R''_б = \frac{R_б R'_б}{R'_б - R_б} = \frac{40 \cdot 5{,}72}{40 - 5{,}72} \approx 6{,}7 \text{ ком}.$$

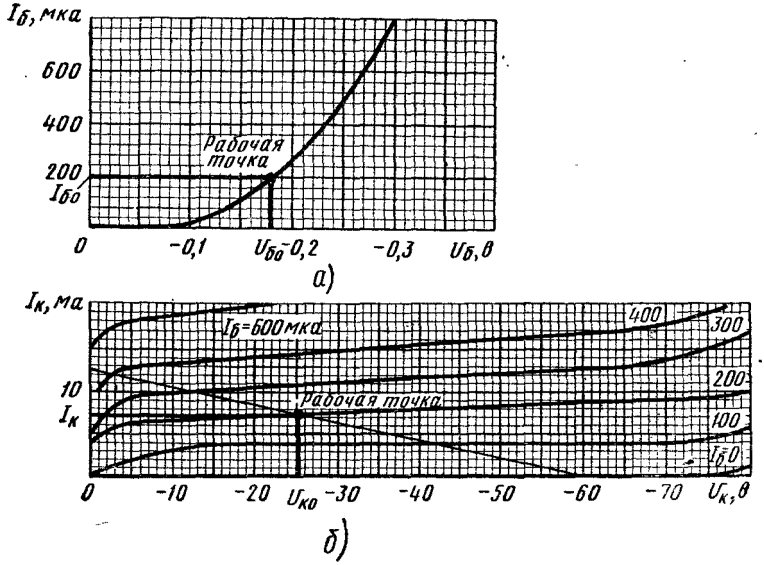


Рис. 1.34. Входная (*а*) и выходные (*б*) характеристики полупроводникового триода П26А

Рассчитывают емкость конденсатора:

$$C_э = \frac{10 - 20}{2\pi f R_э} = \frac{10}{2\pi \cdot 50 \cdot 1{,}43 \cdot 10^3} = 22{,}2 \cdot 10^{-6} \text{ ф} \approx 22 \text{ мкф}.$$

Определяют коэффициент усиления по напряжению ненагруженного усилителя:

$$K_{Uх.х} = \frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot \frac{R_к}{1 + h_{22} R_к} = \frac{30}{900} \cdot \frac{5000}{1 + 10^{-5} \cdot 5000} = 166.$$

Находят входное и выходное сопротивления:

$$R_{вх} = h_{11} = 900 \text{ ом},$$

$$R_{вых} = \frac{R_к}{1 + h_{22}R_к} = \frac{5000}{1 + 10^{-5} \cdot 5000} \approx 5000 \text{ ом} = 5 \text{ ком}.$$

Определяют реальные коэффициенты усиления:
по напряжению

$$K_U = \frac{h_{11}}{r_{вн} + h_{11}} \cdot \frac{R_н}{R_{вых} + R_н} K_{Ux.x} = \frac{9000}{1000 + 900} \times$$

$$\times \frac{5000}{5000 + 5000} \cdot 166 = 39,$$

по току

$$K_I = h_{21} \frac{R_к}{R_к + R_н + R_к R_н h_{22}} =$$

$$= \frac{5000}{5000 + 5000 + 25 \cdot 10^6 \cdot 10^{-5}} = 15,$$

по мощности

$$K_P = K_U K_I = 39 \cdot 15 \approx 590.$$

§ 1.10. Усилительные каскады с общим коллектором и с общей базой

1.10.1. Схема усилительного каскада с общим коллектором приведена на рис. 1.35.

В этой схеме при отсутствии входного сигнала в цепи базы проходит ток $I_{б0}$, а в цепи эмиттера — ток $I_{э0}$. При

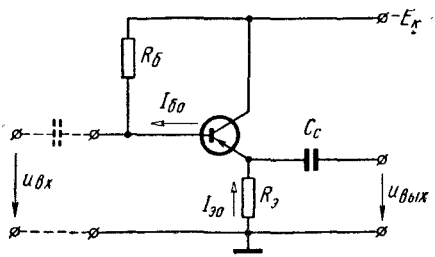


Рис. 1.35. Схема усилительного каскада с общим коллектором (эмиттерного повторителя)

наличии переменного входного напряжения $u_{вх}$ появляется переменная составляющая тока $i_{вх}$, которая вызывает переменную составляющую тока эмиттера $i_э$. Переменная составляющая тока эмиттера создает на резисторе $R_э$ переменную составляющую напряжения, представляющую собой выходное напряжение $u_{вых} = R_э i_э$. Это напряжение через конденсатор связи подается на выход усилителя.

Эквивалентная схема усилительного каскада с общим коллектором приведена на рис. 1.36.

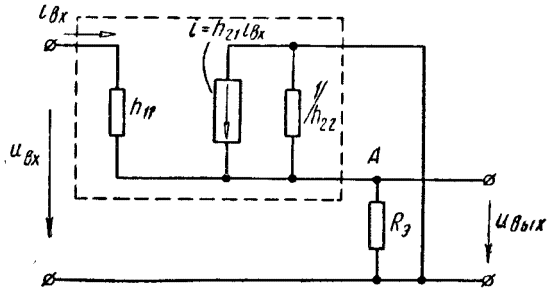


Рис 1.36. Эквивалентная схема эмиттерного повторителя

В этой схеме полупроводниковый триод заменен эквивалентной схемой в соответствии с рис. 1.32 (на рис. 1.36 обведена пунктиром). Для ненагруженного усилительного каскада с общим коллектором можно составить следующие уравнения:

по первому закону Кирхгофа для узла A

$$i_{вх} + h_{21} i_{вх} - \frac{u_{вых}}{R_э} - \frac{u_{вых}}{h_{22}} = 0, \qquad (1.67)$$

и по второму закону Кирхгофа для контура, проходящего через входную и выходную цепи,

$$u_{вх} = u_{вых} + h_{11} i_{вх}. \qquad (1.68)$$

Решая совместно уравнения (1.67) и (1.68), находим связь между выходным и входным напряжениями рассматриваемого усилительного каскада:

$$u_{вых} = \frac{1}{1 + h_{11} \dfrac{1 + h_{22} R_э}{(1 + h_{21}) R_э}} u_{вх}. \qquad (1.69)$$

Как видно из полученного выражения, выходное напряжение $u_{вых}$ всегда меньше входного и совпадает с ним по фазе.

Учитывая, что $h_{22}R_э \ll 1$ и $h_{21} \gg 1$, получим, что знаменатель дроби (1.69) близок к единице, поскольку $\frac{h_{11}}{(1+h_{21})R_э} \ll 1$. Тогда коэффициент усиления по напряжению усилительного каскада с общим коллектором

$$K_U = \frac{1}{1 + h_{11}\frac{1 + h_{22}R_э}{(1+h_{21})R_э}} \approx$$

$$\approx \frac{1}{1 + \frac{h_{11}}{(1+h_{21})R_э}} \approx 1, \qquad (1.70)$$

но всегда меньше единицы.

В этом отношении усилительный каскад с общим коллектором напоминает катодный повторитель, поэтому его часто называют эмиттерным повторителем.

Входное сопротивление эмиттерного повторителя можно найти из выражения (1.68), заменяя в нем $u_{вых} = K_U u_{вх}$ и переходя к действующим значениям тока и напряжения:

$$R_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}} = \frac{h_{11}}{1 - K_U}. \qquad (1.71)$$

Так как коэффициент усиления K_U близок к единице, входное сопротивление эмиттерного повторителя велико и может достигать сотен килоом. Можно показать, что выходное сопротивление эмиттерного повторителя (вывод не приводится из-за его громоздкости)

$$R_{вых} \approx \frac{h_{11}}{1 + h_{21}}. \qquad (1.72)$$

и представляет собой величину порядка десятков ом. Таким образом, эмиттерный повторитель, как и катодный повторитель, обладает большим входным и малым выходным сопротивлением. Аналогично катодному повторителю эмиттерный повторитель является усилителем тока и не усиливает напряжения. Эмиттерный повторитель обычно применяется для согласования высокоомного источника усиливаемого напряжения с низкоомным сопротивлением нагрузки. Температурная стабилизация в эмиттерных повторителях не требуется, так как она обеспечивается резис-

тором $R_э$ (как в усилителе, схема которого показана на рис. 1.27).

Вопрос. Зависит ли входное сопротивление эмиттерного повторителя от величины $R_э$?

1. Входное сопротивление не зависит от величины $R_э$ (п. 1.10.2).

2. Входное сопротивление уменьшается с ростом величины $R_э$ (п. 1.10.3).

3. Входное сопротивление увеличивается с ростом величины $R_э$ (п. 1.10.4).

1.10.2. Входное сопротивление усилительного каскада с общим коллектором не может не зависеть от величины $R_э$. Это видно хотя бы из того, что резистор $R_э$ находится во входной цепи эмиттерного повторителя (см. рис. 1.35, 1.36).

Поскольку входное сопротивление представляет собой отношение входного напряжения $U_{вх}$ к входному току $I_{вх}$, становится ясным, что сопротивление резистора $R_э$ должно оказывать влияние на входной ток и, следовательно, на входное сопротивление. Входное сопротивление, как видно из (1.71), тем больше, чем больше коэффициент усиления по напряжению K_U.

Проанализируйте зависимость K_U от $R_э$, тогда Вы сможете правильно ответить на поставленный в п. 1.10.1 вопрос.

1.10.3. Входное сопротивление эмиттерного повторителя — это отношение входного напряжения к входному току. При неизменном входном напряжении входной ток уменьшается с увеличением сопротивления резистора $R_э$ (см. схему рис. 1.36). Следовательно, входное сопротивление должно возрастать при увеличении $R_э$.

Вы ошиблись, прочтите разъяснения к ответу в п. 1.10.4.

1.10.4. Совершенно верно. Резистор $R_э$ включен во входной цепи последовательно с переходом база — эмиттер, т. е. при увеличении сопротивления $R_э$ входное сопротивление растет. А теперь подумайте над таким примером.

Допустим, входное сопротивление полупроводникового триода $h_{11} = 500$ *ом*, коэффициент передачи тока $h_{21} = 20$, сопротивление резистора в цепи эмиттера $R_э = 1$ *ком*. Чему равно входное сопротивление эмиттерного повторителя?

1. $R_{вх} = 1{,}5$ *ком* (п. 1.10.5).

2. $R_{вх} = 21{,}5$ *ком* (п. 1.10.6).

1.10.5. Вы считаете, что $R_{вх} = h_{11} + R_э$. При этом Вы упускаете из виду, что резистор в цепи эмиттера одновременно принадлежит и выходной цепи. Благодаря этому выходное напряжение вычитается из входного, и ток базы (входной ток) уменьшается. Следовательно, входное сопротивление эмиттерного повторителя должно быть больше суммы $h_{11} + R_э$.

Прочтите разъяснения к ответу в п. 1.10.6.

1.10.6. Правильно, Вы, очевидно, воспользовались выражениями (1.70) и (1.71), откуда следует, что

$$R_{вх} = \frac{h_{11}}{1 - \dfrac{(1 + h_{21}) R_э}{h_{11} + (1 + h_{21}) R_э}} \approx h_{11} + R_э (1 + h_{21}).$$

Физический смысл этого выражения состоит в том, что на резисторе $R_э$ создается напряжение $u_{вых}$, которое во входной цепи вычитается из входного напряжения $u_{вх}$. Значит, напряжение на переходе эмиттер — база

$$u_{эб} = u_{вх} - u_{вых}$$

значительно меньше величины $u_{вх}$. Ток в базовой цепи (входной ток) определяется величиной $u_{эб}$, а входное сопротивление — отношением $\dfrac{u_{вх}}{i_{вх}}$.

Переходите к п. 1.10.7.

1.10.7. Схема усилительного каскада с общей базой приведена на рис. 1.37.

В этой схеме входное напряжение подается между эмиттером и базой полупроводникового триода. Выходное напряжение снимается между коллектором и базой через конденсатор связи $C_с$. Для создания требуемого тока базы в

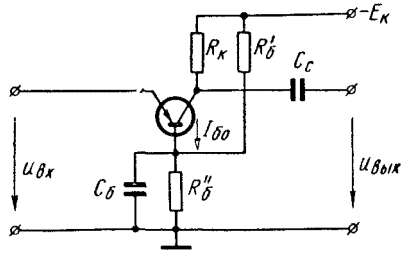


Рис. 1.37. Схема усилительного каскада с общей базой

режиме покоя $I_{б0}$ служит цепочка, состоящая из резисторов $R'_б$ и $R''_б$. Конденсатор $C_б$ предназначен для сглаживания пульсаций напряжения между базой и эмиттером при наличии переменного напряжения на входе усилительного каскада.

Среди полупроводниковых усилителей каскад с общей базой имеет наименьшее распространение вследствие малого входного и большого выходного сопротивления и отсутствия усиления по току.

Сравнение различных схем усиления приведено в табл. 1.1.

Таблица 1.1

Параметры	Схема полупроводникового усилителя		
	с общим эмиттером	с общей базой	с общим коллектором
Входное сопротивление . .	100—1000 *ом*	10—100 *ом*	0,5—1 *Мом*
Выходное сопротивление . .	10—100 *ком*	0,1—1,0 *Мом*	10—100 *ом*
Коэффициент усиления по напряжению	10—200	10—200	1
Коэффициент усиления по току	30—100	1	30—100
Коэффициент усиления по мощности	1000—10 000	10—200	10—100

ГЛАВА 2

МНОГОКАСКАДНЫЕ УСИЛИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

§ 2.1. Ламповый усилитель напряжения с резисторно-емкостной связью

2.1.1. В предыдущих параграфах были рассмотрены однокаскадные ламповые и полупроводниковые усилители, имеющие, как правило, коэффициент усиления порядка нескольких десятков или сотен. Однако для многих устройств промышленной электроники требуются усилнтели с гораздо большими коэффициентами усиления. В этих случаях используются многокаскадные ламповые и полупроводниковые усилители.

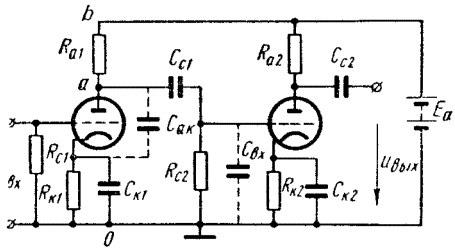


Рис. 2.1. Схема лампового двухкаскадного усилителя напряжения с *RC*-связью

В зависимости от способа связи отдельных каскадов различают усилители с резисторно-емкостной, трансформаторной, резисторно-трансформаторной и гальванической (потенциометрической) связями.

Наиболее распространенным является первый тип усилителей напряжения. На рис. 2.1 приведена схема лампового двухкаскадного усилителя напряжения с резисторно-емкостной связью на триодах.

Связь между каскадами в этом усилителе осуществляется с помощью конденсатора связи, или разделительного конденсатора C_{c1}, и сеточного резистора R_{c2}. Разделительный конденсатор отделяет переменную составляющую выходного напряжения первого каскада от постоянной составляющей анодного напряжения. На приведенной схеме усилителя учтены междуэлектродные емкости триодов,

влияющие на работу первого каскада усилителя. Аналогичные многокаскадные усилители напряжения могут быть построены и на пентодах.

Анализ и расчет многокаскадных усилителей с резисторно-емкостной связью выполняются с помощью эквивалентной схемы усилительного каскада (рис. 2.2).

Здесь усилительная лампа заменена эквивалентным источником напряжения с э.д.с., равной $\mu u_{вх}$, и внутренним сопротивлением лампы R_i. В эквивалентной схеме рис. 2.2,

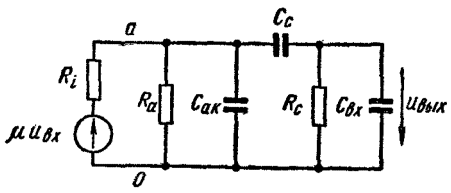


Рис. 2.2. Полная эквивалентная схема лампового усилительного каскада с *RC*-связью

так же как и в упрощенной схеме рис. 1.13, элементы цепочки автоматического смещения не учитываются, так как падение напряжения на ней от переменной составляющей анодного тока лампы мало при правильном выборе параметров $R_к$ и $C_к$. Однако, в отличие от схемы рис. 1.13, полная эквивалентная схема усилительного каскада с резисторно-емкостной связью, помимо лампы и анодного резистора $R_а$, должна включать элементы связи $C_с$, $R_с$ и учитывать влияние междуэлектродных емкостей.

Поскольку эквивалентная схема составляется для переменных составляющих токов и напряжений, точка *b* схемы усилителя (см. рис. 2.1) оказывается соединенной с точкой *O* на эквивалентной схеме (рис. 2.2).

Между точками *a* и *O* на эквивалентной схеме включена цепочка связи $C_с R_с$. Между этими же точками, т. е. параллельно усилительной лампе, включена междуэлектродная емкость анод — катод $C_{ак}$ усилительной лампы данного каскада, а параллельно сеточному резистору $R_с$ — входная емкость $C_{вх}$ следующего каскада. Величина этой емкости определяется по формуле (1.17)

$$C_{вх2} = C_{ск2} + C_{са2}(1 + K_2),$$

где $C_{ск2}$ и $C_{са2}$ — междуэлектродные емкости лампы следующего каскада;

K_2 — коэффициент усиления следующего каскада.

Так как емкость $C_{ак}$ значительно меньше емкости конденсатора связи $C_{с1}$, то без большой погрешности можно считать, что емкость $C_{ак}$, так же как емкость $C_{вх}$, подключена параллельно резистору $R_с$.

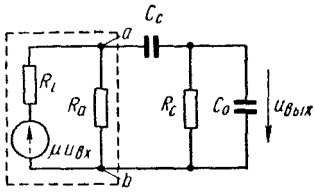


Рис 2.3. Упрощенная эквивалентная схема лампового усилительного каскада с RC-связью

На практике необходимо учитывать так называемую монтажную емкость $C_м$, неизбежно возникающую между соединительными проводами при монтаже усилителя. Обычно полагают, что емкость $C_м$, подключенная параллельно резистору $R_с$, составляет величину порядка 10—20 *пф*. Таким образом, параллельно сеточному резистору $R_с$ (рис. 2.3) подключена емкость

$$C_0 = C_{ак1} + C_{вх2} + C_м = C_{ак1} + C_{ск2} + \\ + C_{са2}(1 + K_2) + C_м, \qquad (2.1)$$

где индекс 1 относится к рассматриваемому каскаду, а индекс 2 — к следующему каскаду.

Вопрос. Что произойдет при замыкании конденсатора связи $C_{с1}$?

1. Возникнут нелинейные искажения (п. 2.1.2).

2. На выходе усилителя появится постоянная составляющая напряжения (п. 2.1.3).

3. Выходное напряжение усилителя станет равным нулю (п. 2.1.4).

2.1.2. Вы правы частично. Режим работы усилителя определяется положением рабочей точки на динамической характеристике. После замыкания конденсатора $C_{с1}$ сетка второго триода оказывается подключенной к аноду первого триода, и потенциал сетки становится равным примерно $U_{а1}$. Это означает, что рабочая точка второго каскада переместилась в область больших положительных сеточных напряжений. Следовательно, режим работы усилителя резко изменяется. Конечно, теперь выходное напряжение не будет линейной функцией входного напряжения. Но ска-

зать, что возникают нелинейные искажения, недостаточно. Дело в том, что второй каскад усилителя не может передать на выход сигнал, поступающий с выхода первого каскада, поскольку лампа $Л_2$ полностью открыта и анодный ток ее не изменяется.

Вернитесь к п. 2.1.1 и выберите более точный ответ.

2.1.3. Постоянная составляющая напряжения появляется на выходе первого каскада. Сетка лампы второго каскада приобретает высокий положительный потенциал анода первой лампы φ_{a1}. Резко возрастает анодный ток второго триода, а потенциал его анода соответственно понижается. Но на выходе второго каскада включен разделительный конденсатор C_{c2}, который не пропускает постоянную составляющую напряжения.

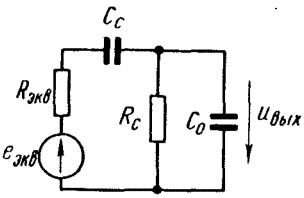


Рис. 2.4. Преобразованная эквивалентная схема лампового усилительного каскада с RC-связью

Вы ошиблись. Постарайтесь выбрать правильный ответ в п.2.1.1.

2.1.4. Вы правы. Выходное напряжение усилителя — это переменная составляющая напряжения на аноде лампы второго каскада. При замыкании конденсатора C_{c1} на сетке лампы второго каскада оказывается высокий положительный потенциал анода первой лампы. Вторая лампа входит в режим насыщения, когда анодный ток не зависит от изменений потенциала сетки. Следовательно, переменная составляющая анодного напряжения второй лампы становится равной нулю ($u_{вых} = 0$). Заметим, что при замыкании конденсатора C_{c1} вторая лампа может выйти из строя, так как в ее сеточной цепи проходит большой ток, способный расплавить сетку.

Переходите к п. 2.1.5.

2.1.5. С целью получения выражения для коэффициента усиления усилительного каскада заменим часть эквивалентной схемы, обведенную пунктиром (см. рис. 2.3), эквивалентным генератором, внутреннее сопротивление $R_{экв}$ которого определяется сопротивлениями параллельно соединенных R_a и R_i, а э.д.с. $e_{экв}$ (рис. 2.4) равна напряжению холостого хода между точками a и b

$$R_{экв} = \frac{R_a R_i}{R_a + R_i}, \qquad (2.2)$$

$$e_{\text{экв}} = u_{ab\ \text{х. х}} = \frac{\mu u_{\text{вх}} R_a}{R_a + R_i} = \frac{\mu u_{\text{вх}} R_{\text{экв}}}{R_i},$$

или для комплексных значений

$$\dot{E}_{\text{экв}} = \frac{\mu \dot{U}_{\text{вх}} R_{\text{экв}}}{R_i}. \tag{2.3}$$

На основании упрощенной эквивалентной схемы рис. 2.4 можно составить выражение для выходного напряжения:

$$\dot{U}_{\text{вых}} = \frac{\dot{E}_{\text{экв}} \dfrac{R_c \, 1/j\,\omega C_0}{R_c + 1/j\,\omega C_0}}{R_{\text{экв}} + \dfrac{1}{j\omega C_c} + \dfrac{R_c \, 1/j\,\omega C_0}{R_c + 1/j\,\omega C_0}} =$$

$$= \frac{\dot{E}_{\text{экв}} \dfrac{R_c}{1 + j\omega C_0 R_c}}{R_{\text{экв}} + \dfrac{1}{j\omega C_c} + \dfrac{R_c}{1 + j\omega C_0 R_c}}. \tag{2.4}$$

После несложных преобразований это выражение примет вид

$$\dot{U}_{\text{вых}} = \frac{\dot{E}_{\text{экв}} R_c}{(1 + j\omega C_0 R_c)\left(R_{\text{экв}} + \dfrac{1}{j\omega C_c} + \dfrac{R_c}{1 + j\omega C_0 R_c}\right)} =$$

$$= \frac{\dot{E}_{\text{экв}} R_c}{R_{\text{экв}} + j\omega C_0 R_c R_{\text{экв}} + \dfrac{1}{j\omega C_c} + \dfrac{C_0 R_c}{C_c} + R_c}. \tag{2.5}$$

Так как в усилителях величина емкости C_0 на несколько порядков меньше емкости конденсатора связи C_c (емкость C_0 составляет десятки пикофарад, а емкость C_c — десятые и сотые доли микрофарады), то в выражении (2.5) членом $\dfrac{C_0 R_c}{C_c}$ по сравнению с R_c пренебрегают. С уче-

том этого выражение для выходного напряжения можно записать следующим образом:

$$\dot{U}_{\text{вых}} = \frac{\mu \dot{U}_{\text{вх}} \dfrac{R_{\text{экв}} R_{\text{с}}}{R_i}}{(R_{\text{экв}} + R_{\text{с}})\left\{1 + j\left[\omega C_0 \dfrac{R_{\text{с}} R_{\text{экв}}}{R_{\text{с}} + R_{\text{экв}}} - \dfrac{1}{\omega C_{\text{с}}(R_{\text{с}} + R_{\text{экв}})}\right]\right\}} =$$

$$= \frac{S\dot{U}_{\text{вх}} R_0}{1 + j\left[\omega C_0 R_0 - \dfrac{1}{\omega C_{\text{с}}(R_{\text{с}} + R_{\text{экв}})}\right]}, \qquad (2.6)$$

где $S = \frac{\mu}{R_i}$ — крутизна усилительной лампы;

$$R_0 = \frac{R_{\text{экв}} R_{\text{с}}}{R_{\text{экв}} + R_{\text{с}}} = \frac{R_{\text{а}} R_i R_{\text{с}}}{R_{\text{а}} R_i + R_{\text{а}} R_{\text{с}} + R_{\text{с}} R_i}$$

—сопротивление, эквивалентное параллельному соединению сопротивлений $R_{\text{а}}$, R_i и $R_{\text{с}}$.

Следовательно, коэффициент усиления одного каскада усилителя с резисторно-емкостной связью

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \frac{SR_0}{1 + j\left[\omega C_0 R_0 - \dfrac{1}{\omega C_{\text{с}}(R_{\text{с}} + R_{\text{экв}})}\right]}. \qquad (2.7)$$

Полученное выражение показывает, что коэффициент усиления зависит от частоты. Наибольшие значения коэффициент усиления имеет на средних частотах, для которых

$$\left[\omega C_0 R_0 - \frac{1}{\omega C_{\text{с}}(R_{\text{с}} + R_{\text{экв}})}\right] \ll 1. \qquad (2.8)$$

В этой области частот емкости C_0 и $C_{\text{с}}$, как это следует из выражений (2.7) и (2.8), практически не оказывают влияния на коэффициент усиления. Следовательно, эквивалентная схема усилителя для области средних частот будет иметь вид, показанный на рис. 2.5.

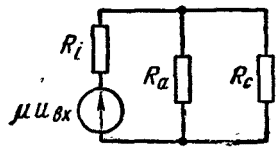


Рис. 2.5. Эквивалентная схема усилительного каскада для области средних частот

Максимальное значение коэффициент усиления усилительного каскада

$$K_0 = SR_0 = \frac{SR_a R_i R_c}{R_a R_i + R_a R_c + R_c R_i} = \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_a} + \frac{R_i}{R_c}} \quad (2.9)$$

приобретает на частоте

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_0 R_0 C_c (R_c + R_{экв})}}, \quad (2.10)$$

которая называется квазирезонансной частотой усилителя.

Влиянием емкости C_0 на нижних частотах можно пренебречь, так как ввиду ее малости сопротивление $x_{C_0} = \frac{1}{\omega C_0}$ оказывается значительно больше R_c, поэтому

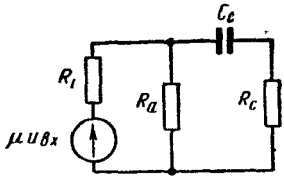


Рис. 2.6. Эквивалентная схема усилительного каскада для области нижних частот

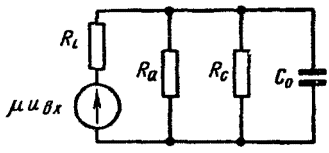


Рис. 2.7. Эквивалентиая схема усилительного каскада для области верхних частот

сопротивление x_{C_0} не оказывает шунтирующего влияния на сопротивление R_c. В этом случае пользуются эквивалентной схемой усилительного каскада, изображенной на рис. 2.6.

В области нижних частот сильное влияние на коэффициент усиления оказывает конденсатор связи C_c, так как его сопротивление соизмеримо с сопротивлением R_c. На конденсаторе C_c создается значительное падение напряжения, вследствие чего выходное напряжение и коэффициент усиления уменьшаются. Это уменьшение зависит, очевидно, от отношения $\frac{x_{C_c}}{R_c + R_{экв}} = \frac{1}{\omega C_c (R_c + R_{экв})}$. Для оценки степени уменьшения коэффициента усиления в области нижних частот вводят величину $\tau_н = C_c(R_c + R_{экв})$, которую называют постоянной времени усилителя на нижних частотах. В большинстве случаев она составляет 0,01—0,5 *сек*.

На верхних частотах влияние конденсатора связи C_c ничтожно мало, так как его сопротивление $x_{C_c} \ll (R_c + R_{экв})$. Эквивалентная схема усилительного каскада для области верхних частот приведена на рис. 2.7.

В области верхних частот сопротивление $x_{C_0} = \frac{1}{\omega C_0}$ оказывается соизмеримым с сопротивлением R_0, поэтому эквивалентное сопротивление, с которого снимается выходное напряжение, уменьшается. Уменьшение эквивалентного сопротивления приводит к снижению выходного напряжения и коэффициента усиления из-за возрастания падения напряжения на сопротивлении R_i (рис. 2.7). Шунтирующее влияние емкости C_0 оценивается величиной постоянной времени усилителя на верхних частотах $\tau_в = R_0 C_0$. Обычно эта величина имеет порядок 10^{-6}— 10^{-7} *сек.*

Вопрос. Как отражается на частотных свойствах усилителя уменьшение сопротивления резистора R_a?

1. Не отражается (п. 2.1.6).

2. Возрастает значение частоты, при котором начинается заметное уменьшение коэффициента усиления (п. 2.1.7).

3. Уменьшается значение частоты, при котором начинается заметное уменьшение коэффициента усиления (п. 2.1.8).

2.1.6. Вы поторопились с ответом. Влияние сопротивления R_a на частотные свойства усилителя можно оценить с помощью постоянной времени на верхних частотах $\tau_в = R_0 C_0$. Чем больше значение $\tau_в$, тем на более низкой частоте проявляется шунтирующее влияние емкости C_0, которое приводит к уменьшению коэффициента усиления. Из выражения для R_0 ясно, что R_0 зависит от R_a. Следовательно, изменение сопротивления резистора R_a приводит к изменению постоянной времени $\tau_в$. Это в свою очередь отражается на частотных свойствах усилителя. Каким образом? Подумайте и выберите ответ в п. 2.1.5.

2.1.7. Влияние сопротивления R_a на частотные свойства усилителя можно оценить с помощью постоянной времени на верхних частотах $\tau_в = R_0 C_0$. Сопротивление R_0 эквивалентно параллельному соединению сопротивлений R_i, R_a и R_c. Поэтому уменьшение сопротивления R_a вызывает уменьшение величин R_0 и $\tau_в$. Чем меньше значение $\tau_в$, тем больше частота, при которой существенно проявляется шунтирующее влияние емкости C_0, приводящее к снижению коэффициента усиления.

Таким образом, Ваш ответ совершенно правилен. На практике уменьшение сопротивления R_a для улучшения частотных свойств усилителей применяют при конструировании широкополосных усилителей. Уменьшение коэффициента усиления из-за уменьшения сопротивления R_a в этих случаях компенсируется увеличением числа каскадов усилителя. Так, в усилителе на пентодах с полосой пропускания до 50 *Мгц* и коэффициентом усиления 1000 используются 6 каскадов с сопротивлением $R_a = 390$ *ом* [1].

Переходите к п. 2.1.9.

2.1.8. Вы правы, считая, что частотные свойства усилителя зависят от сопротивления R_a. Разберемся, какова эта зависимость. Уменьшение сопротивления R_a уменьшает в целом коэффициент усиления усилителя, но, с другой стороны, приводит к расширению полосы пропускания усилителя в область верхних частот. Почему? Да потому, что уменьшение величины R_a уменьшает эквивалентное сопротивление R_0, параллельно которому включена емкость C_0. Следовательно, шунтирующее влияние емкости C_0 проявится на более высокой частоте, чем до уменьшения сопротивления R_a.

Итак, Вы ошиблись, прочтите разъяснения к ответу в п. 2.1.7.

2.1.9. Для оценки свойств усилителя напряжения с резисторно-емкостной связью на разных частотах пользуются частотными характеристиками. Коэффициент усиления усилителя в общем случае — величина комплексная: $\dot{K} = K e^{j\varphi}$. Поэтому представляют интерес два вида частотных характеристик: зависимость модуля и аргумента коэффициента усиления от частоты.

Используя введенные величины $\tau_н$ и $\tau_в$, выражение для коэффициента усиления каскада усилителя с резисторно-емкостной связью можно записать в виде

$$\dot{K} = \frac{K_0}{1 + j\left(\omega\tau_в - \frac{1}{\omega\tau_н}\right)} = \frac{K_0\left[1 - j\left(\omega\tau_в - \frac{1}{\omega\tau_н}\right)\right]}{1 + \left(\omega\tau_в - \frac{1}{\omega\tau_н}\right)^2}. \quad (2.11)$$

Модуль коэффициента усиления

$$K = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \left(\omega\tau_в - \frac{1}{\omega\tau_н}\right)^2}}, \quad (2.12)$$

а аргумент, представляющий собой угол сдвига фаз между выходным и входным напряжениями,

$$\varphi = \operatorname{arctg}\left(\frac{1}{\omega\tau_н} - \omega\tau_в\right). \qquad (2.13)$$

Зависимость модуля коэффициента усиления от частоты, называемая амплитудно-частотной, или просто частотной характеристикой, приведена на рис. 2.8.

В области средних частот коэффициент усиления остается практически постоянным, и частотная характеристика

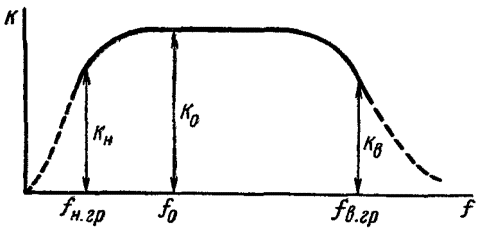


Рис. 2.8. Амплитудно-частотная характеристика усилителя с *RC*-связью

имеет почти горизонтальный участок. Квазирезонансная частота, на которой коэффициент усиления максимален, определяется по формуле

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\tau_в\tau_н}}. \qquad (2.14)$$

Завал частотной характеристики в области нижних частот объясняется влиянием конденсатора связи C_c. Коэффициент усиления в области нижних частот

$$K_н = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_н\tau_н}\right)^2}}. \qquad (2.15)$$

При очень низких частотах усиливаемого напряжения ($f_н \to 0$) коэффициент усиления стремится к нулю, так как сопротивление конденсатора связи $x_{C_c} = \frac{1}{\omega C_c} \to \infty$.

Завал частотной характеристики в области верхних частот обусловлен шунтирующим влиянием емкости C_0. Для этой области справедлива формула

$$K_в = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (\omega_в \tau_в)^2}}, \qquad (2.16)$$

из которой следует, что при $f_в \to \infty$ коэффициент усиления $K_в \to 0$, так как $x_{C_0} = \frac{1}{\omega C_0} \to 0$.

Уменьшение коэффициента усиления в области нижних и верхних частот носит название частотных искажений. Это название связано с тем, что при усилении несинусоидального напряжения отдельные составляющие его усиливаются по-разному вследствие неравномерной частотной характеристики, в результате чего форма кривой усиливаемого напряжения искажается. Частотные искажения оцениваются коэффициентами частотных искажений:

на нижних частотах

$$M_н = \frac{K_0}{K_н} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_н \tau_н}\right)^2}, \qquad (2.17)$$

на верхних частотах

$$M_в = \frac{K_0}{K_в} = \sqrt{1 + (\omega_в \tau_в)^2}. \qquad (2.18)$$

Обычно для усилителей напряжения с резисторно-емкостной связью допустимая величина коэффициента частотных искажений лежит в пределах 1,05—1,4. В усилителях радиотехнических устройств допустимые величины частотных искажений принимаются равными $\sqrt{2}$. Это соответствует таким значениям $f_н$ и $f_в$, при которых $\frac{1}{\omega_н \tau_н}$ и $\omega_в \tau_в$ становятся равными единице. Значения $f_{н.гр}$ и $f_{в.гр}$, соответствующие допустимым коэффициентам частотных искажений, называются нижней и верхней граничными частотами (рис. 2.8). Диапазон частот, в котором коэффициенты частотных искажений не превышают допустимых значений, т. е. $\Delta f = f_{в.гр} - f_{н.гр}$, называется полосой пропускания усилителя.

Зависимость аргумента φ коэффициента усиления $\dot{K}$ от частоты называется фазо-частотной характеристикой, или просто фазовой характеристикой (рис. 2.9).

Эта характеристика показывает, что в области нижних частот выходное напряжение опережает входное, а в области верхних частот оно отстает от входного напряжения. В этом нетрудно убедиться, построив векторные диаграммы для эквивалентных схем, соответствующих области нижних (см. рис. 2.6) и верхних (см. рис. 2.7) частот. Для предельных случаев $f \to 0$ и $f \to \infty$ угол сдвига фаз стремится соответственно к $+\frac{\pi}{2}$ и $-\frac{\pi}{2}$.

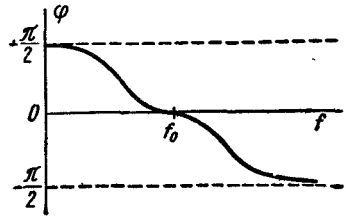


Рис. 2.9. Фазо-частотная характеристика усилителя с *RC*-связью

Коэффициент усиления многокаскадного усилителя равен произведению коэффициентов усиления отдельных каскадов:

$$\dot{K} = \dot{K}_1\dot{K}_2\dot{K}_3, \ldots, \dot{K}_n = K_1 e^{j\varphi_1} K_2 e^{j\varphi_2} K_3 e^{j\varphi_3}, \ldots, K_n e^{j\varphi_n}. \quad (2.19)$$

Отсюда следует, что коэффициенты частотных искажений и углы сдвига фаз между выходным и входным напряжениями многокаскадного усилителя возрастают с увеличением числа каскадов:

$$M = M_1 M_2 M_3, \ldots, M_n, \quad (2.20)$$

$$\varphi = \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \ldots + \varphi_n. \quad (2.21)$$

Следовательно, полоса пропускания усилителя с увеличением числа каскадов уменьшается.

Усилители напряжения с резисторно-емкостной связью применяются в качестве усилителей низкой частоты, а также широкополосных усилителей. В этих усилителях могут использоваться как пентоды, так и триоды, причем пентоды применяют, как правило, в широкополосных усилителях. Поскольку усилители напряжения должны иметь минимальные нелинейные искажения, в них используются пентоды с короткой характеристикой, имеющие более линейные анодно-сеточные характеристики, чем пентоды с удлиненной характеристикой. К таким пентодам относятся, например, 6Ж3П, 6Ж4П, 6Ж9П и др.

В качестве триодов для усилителей напряжения используются обычно двойные триоды, такие как 6Н1П, 6Н2П, 6Н3П и др.

Вопрос. Как влияет на амплитудно-частотную характеристику усилителя увеличение емкости конденсатора связи от значения C_c' до значения C_c''? Сошлитесь на один из вариантов рис. 2.10.

1. Рис. 2.10, *а* (п. 2.1.10).
2. Рис. 2.10, *б* (п. 2.1.11).
3. Рис. 2.10, *в* (п. 2.1.12).

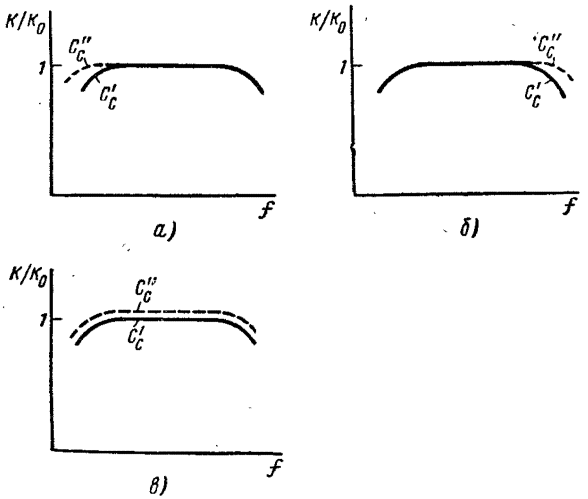


Рис. 2.10. К вопросу п. 2.1.9

2.1.10. Вы правильно считаете, что увеличение емкости C_c приводит к расширению полосы пропускания в области нижних частот. Поскольку завал частотной характеристики в области нижних частот вызывается падением напряжения на конденсаторе C_c, а увеличение его емкости приводит к уменьшению сопротивления x_{C_c}, для одних и тех же значений частоты выходное напряжение $U_{вых}$ становится больше. В области же средних и тем более верхних частот сопротивление x_{C_c} настолько мало, что его влиянием на частотную характеристику можно пренебречь.

Одновременно увеличение емкости C_c приводит к уменьшению фазовых искажений в области нижних частот.

Переходите к § 2.2.

2.1.11. Вы считаете, что увеличение емкости конденсатора связи расширяет полосу пропускания усилителя в области верхних частот. Для проверки правильности Вашего ответа обратитесь к эквивалентной схеме усилительного каскада, изображенной на рис. 2.3.

Увеличение емкости C_c приводит к уменьшению сопротивления x_{C_c}. Поэтому выходное напряжение $U_{вых}$ и коэффициент усиления K действительно должны возрасти. Но на каких частотах проявится это возрастание? Конечно, не на верхних. Ведь в области верхних частот сопротивление емкости конденсатора связи настолько мало, то им пренебрегают, и емкость конденсатора связи не входит в эквивалентную схему для верхних частот.

Итак, увеличение емкости C_c не влияет существенно на частотную характеристику в области верхних частот.

Вернитесь к п. 2.1.9 и выберите правильный ответ.

2.1.12. Вы считаете, что коэффициент усиления увеличивается одинаково во всей полосе пропускания усилителя. Так ли это? Действительно, увеличение емкости конденсатора связи должно привести к увеличению коэффициента усиления, поскольку $x_{C_c} = \frac{1}{\omega C_c}$. Но ведь конденсатор связи вызывает завал частотной характеристики на нижних частотах, а в области средних частот его влиянием можно пренебречь, не говоря уже о верхних частотах. Следовательно, частотная характеристика в области средних и верхних частот существенно не изменяется.

Вернитесь к п. 2.1.9 и продумайте ответ более тщательно.

§ 2.2. Полупроводниковый усилитель напряжения с резисторно-емкостной связью

2.2.1. В полупроводниковых усилителях с резисторно-емкостной связью, так же как и в ламповых усилителях, связь между каскадами осуществляется посредством конденсатора связи C_c. На рис. 2.11 приведена схема двухкаскадного усилителя на полупроводниковых триодах, включенных по схеме с общим эмиттером.

Между коллектором первого и базой второго триодов включен конденсатор связи C_{c1}, который представляет небольшое сопротивление для переменной составляющей напряжения и не пропускает на базу второго триода по-

стоянную составляющую коллекторного напряжения первого триода.

На рис. 2.12 приведена эквивалентная схема полупроводникового усилительного каскада.

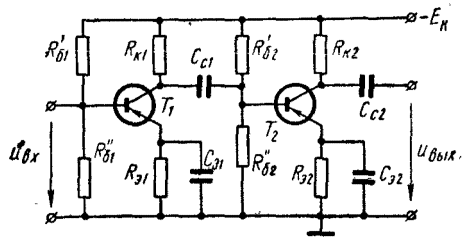


Рис. 2.11. Схема полупроводникового двухкаскадного усилителя напряжения с RC-связью

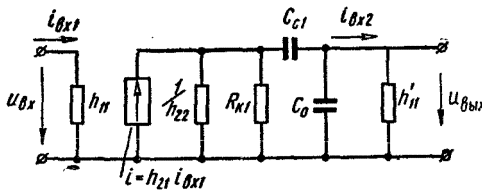


Рис. 2.12. Эквивалентная схема полупроводникового усилительного каскада с RC-связью

На этой схеме емкость C_0 учитывает входную емкость второго каскада и емкость монтажа $C_м$. Как отмечалось, в полупроводниковом триоде следует учитывать паразитную емкость коллекторного перехода $C_к$, которая включена между коллектором и базой (аналогично проходной емкости в электронной лампе). Поэтому учет ее может быть проведен так же, как и в ламповом усилителе:

$$C_0 = C_{к2}(1 + K_2) + C_м, \qquad (2.22)$$

где K_2 — коэффициент усиления второго каскада.

Выходная емкость первого каскада, равная емкости коллекторного перехода триода первого каскада $C_{к1}$, и емкость перехода эмиттер — база триода второго каскада не учитываются, поскольку они шунтированы малым входным сопротивлением второго каскада.

Для определения коэффициента усиления усилителя заменим усилительный каскад эквивалентным генератором (рис. 2.13) с э. д. с., равной выходному напряжению ненагруженного усилительного каскада $u_{\text{вых.х.х}} = K_{U\text{х.х}} u_{\text{вх}}$, и внутренним сопротивлением, равным выходному сопротивлению усилительного каскада с общим эмиттером, т. е. $r_{\text{вн}} = R_{\text{вых 1}}$.

Как было показано в п. 1.9.5, выражение для коэффициента усиления по напряжению ненагруженного усилительного каскада с общим эмиттером имеет вид

$$K_{U\text{ х. х}} = \frac{h_{21} R_{\text{к1}}}{h_{11} (1 + h_{22} R_{\text{к1}})}.$$

На эквивалентной схеме усилительного каскада (рис. 2.13) сопротивление $R_{\text{вх2}}$ — представляет собой входное сопротивление следующего каскада. Нетрудно видеть, что эквивалентная схема рис. 2.13 аналогична эквивалентной схеме лампового усилительного каскада (см. рис. 2.4).

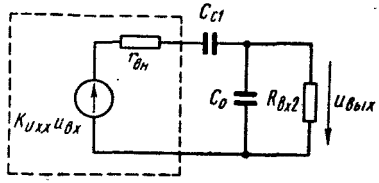


Рис. 2.13. Преобразованная эквивалентная схема полупроводникового усилительного каскада с RC-связью

Вопрос. В каком соотношении должны находиться емкости конденсатора связи C_{c1} в схемах лампового (см. рис. 2.1) и полупроводникового (см. рис. 2.11) усилителей для того, чтобы оба усилителя имели одинаковую нижнюю граничную частоту $f_{\text{н.гр}}$?

1. В полупроводниковом усилителе емкость C_{c1} больше (п. 2.2.2).

2. В полупроводниковом усилителе емкость C_{c1} меньше (п. 2.2.3).

3. В обоих усилителях емкости C_{c1} одинаковы (п. 2.2.4).

2.2.2. Чем существенно отличаются эквивалентные схемы лампового (см. рис. 2.4) и полупроводникового (см. рис. 2.13) усилителей? Прежде всего тем, что входное сопротивление $R_{\text{вх2}}$ в схеме рис. 2.13 значительно меньше сопротивления резистора утечки $R_{\text{с}}$ в схеме рис. 2.4. Так, обычно сопротивление $R_{\text{вх2}}$ равно 0,1—1 *ком* (см. табл. 1.1), а сопротивление $R_{\text{с}}$—100—1000 *ком*.

Для того чтобы частотные характеристики усилителей в области нижних частот были одинаковы, необходимо

равенство постоянных времени этих усилителей на нижних частотах $\tau_н$. В ламповом усилителе $\tau'_н = C'_{с1}(R_{с2} + R_{экв}) \approx \approx C'_{с1} R_{с2}$, поскольку обычно $R_{экв1} = \frac{R_{а1} R_{i1}}{R_{а1} + R_{i1}} \ll R_{с2}$.

В полупроводниковом усилителе $\tau''_н = C''_{с1}(R_{вх2} + R_{вых1}) \approx \approx C''_{с1} R_{вых1}$, так как обычно $R_{вых1} \gg R_{вх2}$ (см. рис. 2.13).

Как видно из табл. 1.1, выходное сопротивление в схеме с общим эмиттером $R_{вых1} = 10$—100 *ком*, а сопротивление сеточного резистора $R_с = 100$—1000 *ком*, т. е. на порядок выше. Следовательно, для равенства постоянных времени $\tau_н$ необходимо, чтобы $C''_{с1} \gg C'_{с1}$.

Как правило, в полупроводниковых усилителях низкой частоты с RC-связью в качестве разделительных применяют электролитические конденсаторы емкостью 10—50 *мкф*, в то время как в ламповых каскадах достаточна емкость 0,1—0,5 *мкф*.

Вы ответили правильно. Переходите к п. 2.2.5.

2.2.3. Что такое нижняя граничная частота $f_{н.гр}$? Это та частота, при которой коэффициент частотных искажений достигает предельно допустимого значения. Другими словами, частота $f_{н.гр}$ характеризуется существенным влиянием сопротивления разделительного конденсатора на коэффициент усиления усилителя. Это влияние становится заметным, когда $x_{C_{с1}} = \frac{1}{\omega C_{с1}}$ соизмеримо с $R_{с2}$ в ламповом усилителе или с $R_{вых1}$ — в полупроводниковом усилителе (так как $R_{вых1} \gg R_{вх2}$). Выходное сопротивление полупроводникового усилительного каскада обычно меньше, чем сопротивление резистора утечки в ламповом усилителе ($R_{вых1} < R_{с2}$). Следовательно, при меньшей емкости конденсатора $C_{с1}$ в полупроводниковом усилителе сопротивление $x_{C_{с1}}$ будет соизмеримо с входным сопротивлением следующего каскада на более высокой частоте, чем в ламповом усилителе.

Таким образом, завал частотной характеристики на нижних частотах в полупроводниковом усилителе будет выражен гораздо сильнее.

Вернитесь к п. 2.2.1 и выберите правильный ответ.

2.2.4. Емкости $C_{с1}$ могли бы быть одинаковыми в ламповом и полупроводниковом усилителях при равенстве частот $f_{н.гр}$, если бы активные сопротивления, входящие в постоянные времени на нижних частотах $\tau_н$, для обоих усилителей были одинаковы.

В ламповом усилителе

$$\tau_{н}' = C_{с1}' (R_{с2} + R_{экв}) \approx C_{с1}' R_{с2},$$

так как $R_{с2}$ обычно гораздо больше $R_{экв1} = \dfrac{R_{а1} R_{i1}}{R_{а1} + R_{i1}}$.

В полупроводниковом усилителе (см. рис. 2.13)

$$\tau_{н}'' = C_{с1}'' (R_{вых1} + R_{вх2}) \approx C_{с1}'' R_{вых1},$$

так как $R_{вых1} \gg R_{вх2}$ в каскаде с общим эмиттером (см. табл. 1.1).

Сопоставив порядки величин $R_{с2}$ и $R_{вых1}$, можно убедиться, что они не одинаковы. Поэтому не могут быть одинаковыми и емкости $C_{с1}$ в ламповом и полупроводниковом усилителях.

Постарайтесь определить в п. 2.2.1, в каком случае емкость $C_{с1}$ будет больше.

2.2.5. Можно показать, что выражение для коэффициента усиления по напряжению усилительного каскада полупроводникового усилителя с резисторно-емкостной связью аналогично соответствующему выражению для коэффициента усиления лампового усилительного каскада:

$$\dot{K}_U = \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{U}_{вх}} = \frac{\dot{K}_{U\,х.\,х} \dfrac{R_{вх2}}{R_{вх2} + R_{вых1}}}{1 + j\left(\omega\tau_{в} - \dfrac{1}{\omega\tau_{н}}\right)}, \qquad (2.23)$$

где $R_{вх2}$ — входное сопротивление последующего каскада;

$R_{вых1}$ — выходное сопротивление рассматриваемого каскада, примерно равное сопротивлению $R_{к}$;

$\tau_{в} = C_0 \dfrac{R_{вх2} R_{вых1}}{R_{вх2} + R_{вых1}}$ — постоянная времени усилительного каскада на верхних частотах;

$\tau_{н} = C_{с} (R_{вх2} + R_{вых1})$ — постоянная времени усилительного каскада на нижних частотах.

Модуль коэффициента усиления по напряжению

$$K_U = \frac{K_{U\,х.\,х} \dfrac{R_{вх2}}{R_{вх2} + R_{вых1}}}{\sqrt{1 + \left(\omega\tau_{в} - \dfrac{1}{\omega\tau_{н}}\right)^2}}, \qquad (2.24)$$

а аргумент (фаза)

$$\varphi = \operatorname{arctg}\left(\frac{1}{\omega\tau_{н}} - \omega\tau_{в}\right). \qquad (2.25)$$

Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики полупроводникового усилителя с резисторно-емкостной связью приведены на рис. 2.14. Они аналогичны соответствующим характеристикам лампового усилителя.

Следует иметь в виду, что максимальный коэффициент усиления усилительного каскада для полупроводникового усилителя

$$K_{U\,\max} = K_{U\,\text{х. х}} \frac{R_{\text{вх2}}}{R_{\text{вх2}} + R_{\text{вых1}}} \approx K_{U\,\text{х. х}} \frac{R_{\text{вх2}}}{R_{\text{вых1}}} \qquad (2.26)$$

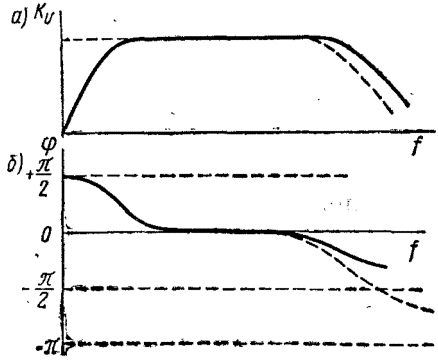


Рис. 2.14. Амплитудно-частотная (*а*) и фазо-частотная (*б*) характеристики полупроводникового усилителя с *RC*-связью

значительно меньше коэффициента усиления ненагруженного усилителя $K_{U\,\text{х.х}}$, так как входное сопротивление следующего каскада обычно невелико и оказывает большое шунтирующее действие.

Рассмотренные выше выражения справедливы при неизменных параметрах триода. Однако коэффициент усиления по току h_{21} на высоких частотах уменьшается и падает до 70% на некоторой предельной частоте f_β. Это не сказывается на частотных характеристиках усилителя, если в пределах полосы пропускания величина h_{21} остается постоянной, т. е. если предельная частота f_β значительно больше верхней граничной частоты усилителя $f_{\text{в.гр}}$.

При соизмеримых величинах f_β и $f_{\text{в.гр}}$ увеличивается спад коэффициента усиления на высокой частоте и фазовый угол φ (на рис. 2.14 показано пунктиром).

Вопрос. Имеются два одинаковых усилительных каскада, выполненных по схеме с общим эмиттером (см. рис. 2.11). Коэффициент усиления каждого каскада $K_{U\,\text{х.х}}=100$, входное сопротивление $R_{\text{вх}}=500$ *ом*, выходное сопротивление $R_{\text{вых}}=2$ *ком*. Чему равен коэффициент усиления всего усилителя?

1. $K_U=10^4$ (п. 2.2.6).
2. $K_U=2500$ (п. 2.2.7).
3. $K_U=625$ (п. 2.2.8).

2.2.6. Коэффициент усиления двухкаскадного усилителя равен произведению коэффициентов усиления каждого каскада $K_U=K_{U1}K_{U2}$. Но это справедливо только в случае, когда выходное сопротивление первого каскада значительно меньше входного сопротивления второго каскада. Для усилительного каскада с общим эмиттером такое условие не выполняется. Следовательно, необходимо учесть изменение коэффициента усиления, вызванное шунтирующим влиянием входного сопротивления второго каскада и влиянием выходного сопротивления первого каскада.

Прочтите материал пп. 1.9.9 и 2.2.5 и попытайтесь правильно ответить на вопрос.

2.2.7. Вы правильно считаете, что коэффициент усиления усилителя меньше произведения $K_{U\,\text{х.х1}}K_{U\,\text{х.х2}}$. При последовательном соединении каскадов коэффициент усиления первого каскада уменьшится из-за шунтирования сопротивления резистора $R_{\text{к1}}$ малым входным сопротивлением второго каскада $R_{\text{вх2}}$, т. е.

$$K_{U1}=K_{U\,\text{х. х 1}}\frac{R_{\text{вх2}}}{R_{\text{вых1}}}=100\,\frac{0{,}5}{2}=25.$$

Но Вы не учли, что коэффициент усиления второго каскада также уменьшится вследствие влияния выходного сопротивления первого каскада $R_{\text{вых1}}$. Это очевидно, если рассматривать первый каскад как источник сигнала с внутренним сопротивлением $r_{\text{вн}}=R_{\text{вых1}}$.

Если Вы забыли, как учитывается влияние внутреннего сопротивления источника сигнала на коэффициент усиления, обратитесь к п. 1.9.9, а затем определите правильно значение K_U.

2.2.8. Вы правильно учли уменьшение коэффициента усиления первого каскада K_{U1} в результате шунтирования коллекторной нагрузки $R_{\text{к1}}$ входным сопротивлением второго каскада $R_{\text{вх2}}$, а также то, что коэффициент усиления второго каскада K_{U2} уменьшается из-за влияния выход-

ного сопротивления первого каскада $R_{вых1}$. Расчет следует проводить так:

$$K_U = K_{U1} K_{U2} \approx K_{U1\,х.\,х} \frac{R_{вх2}}{R_{вых1}} K_{U2\,х.\,х} \frac{R_{вх2}}{R_{вых1}} =$$

$$= \left(K_{U\,х.\,х} \frac{R_{вх2}}{R_{вых1}} \right)^2 = \left(100\ \frac{0{,}5}{2} \right)^2 = 625,$$

поскольку внутреннее сопротивление источника сигнала для второго каскада $r_{вн} = R_{вых1}$ (см. п. 1.9.9).

Как видно из приведенного примера, в полупроводниковых усилителях необходимо учитывать взаимное влияние усилительных каскадов, приводящее к значительному снижению общего коэффициента усиления.

Переходите к § 2.3.

§ 2.3. Усилители напряжения с трансформаторной связью

2.3.1. В качестве звена связи между каскадами, помимо *RC*-цепи, может быть использован трансформатор. В этом случае усилитель называют усилителем с трансформаторной связью.

Применение трансформатора позволяет получить довольно большой коэффициент усиления в узком диапазоне частот. Достоинством трансформатора является также то, что при желании оба выходных зажима (выводы вторичной обмотки) могут быть изолированы от общего провода (земли); такой выход называется симметричным. Симметричный выход усилителя напряжения требуется при использовании в качестве оконечного каскада двухтактного

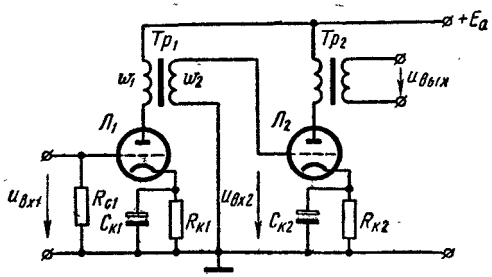


Рис. 2.15. Схема лампового усилителя напряжения с трансформаторной связью

усилителя мощности (см. ниже) и в некоторых других случаях.

Схема лампового усилителя напряжения с трансформаторной связью приведена на рис. 2.15.

При отсутствии на входе этой схемы усиливаемого напряжения по первичной обмотке трансформатора $Тр_1$ проходит постоянный анодный ток покоя I_{a0}, и напряжение на вторичной обмотке равно нулю. Если на вход схемы подать переменное напряжение $u_{вх1}$, то в анодном токе возникает переменная составляющая, которая вызывает

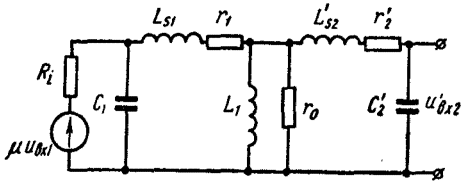


Рис. 2.16. Полная эквивалентная схема усилительного каскада с трансформаторной связью

появление на зажимах вторичной обмотки трансформатора переменного напряжения, поступающего на вход следующего каскада. Благодаря применению трансформатора $Тр_1$ в качестве связующего звена постоянная составляющая анодного напряжения лампы $Л_1$ не попадает в сеточную цепь следующего каскада.

Как видно из рис. 2.15, на входе второго каскада отсутствует сеточный резистор. В нем нет надобности, так как сетка лампы заземлена через вторичную обмотку трансформатора $Тр_1$. Для получения большего коэффициента усиления по напряжению трансформатор обычно делают повышающим.

Полная эквивалентная схема усилителя напряжения с трансформаторной связью представлена на рис. 2.16.

Здесь, помимо эквивалентного источника напряжения, замещающего лампу, изображена приведенная эквивалентная схема трансформатора; обозначения на схеме: r_1— активное сопротивление, L_1— основная индуктивность, L_{S1}— индуктивность рассеяния, C_1— паразитная распределенная емкость первичной обмотки трансформатора, r_0— сопротивление, характеризующее потери в сердечнике трансформатора, r'_2 , L'_{s2} и C'_2 — соответственно приведенные

к первичной обмотке активное сопротивление, индуктивность рассеяния и паразитная распределенная емкость вторичной обмотки трансформатора.

Полная эквивалентная схема ввиду своей сложности затрудняет анализ работы и расчет усилителя с трансформаторной связью. Поэтому чаще всего имеют дело с упрощенной эквивалентной схемой, изображенной на рис. 2.17.

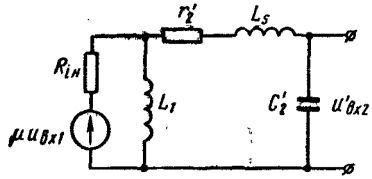


Рис. 2.17. Упрощенная эквивалентная схема усилительного каскада с трансформаторной связью

В этой схеме отсутствует сопротивление r_0, поскольку потери в сердечнике трансформатора для области используемых частот очень малы и ими можно пренебречь. Так как емкость C_1 невелика и ее влияние оказывается за пределами рабочего диапазона частот, эту емкость можно также исключить из схемы. Сопротивления R_i и r_1, включенные последовательно, заменяются сопротивлением $R_{1н}=R_i+r_1$. Индуктивности L_{s1} и L'_{s2} значнтельно меньше индуктивности L_1, поэтому в упрощенной эквивалентной схеме их можно объединить в одну индуктивность $L_s=L_{s1}+L'_{s2}$.

Из схемы рис. 2.17 видно, что коэффициент усиления трансформаторного усилителя $K=\frac{U'_{вх2}}{U_{вх1}}$ зависит от частоты.

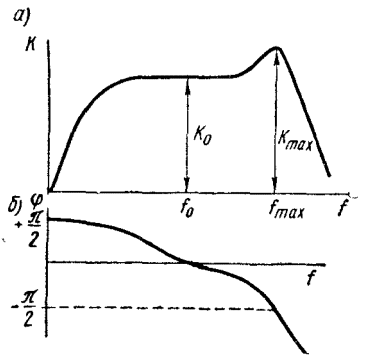


Рис. 2.18. Амплитудно-частотная (*а*) и фазо-частотная (*б*) характеристики лампового усилителя напряжения с трансформаторной связью

На рис. 2.18 представлены амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики лампового усилителя напряжения с трансформаторной связью.

В области нижних частот индуктивное сопротивление рассеяния ωL_s и проводимость, обусловленная паразитной емкостью C'_2, незначительны. В то же время на нижних

частотах сильное шунтирующее действие оказывает индуктивное сопротивление ωL_1, вследствие чего выходное напряжение, а следовательно, и коэффициеит усиления уменьшаются.

В области средних частот индуктивное сопротивление $x_{L_1}=\omega L_1$ достаточно велико по сравнению с сопротивлениями остальных элементов эквивалентной схемы, а сопротивление $x_{Ls}=\omega L_s$ мало. Влияние паразитной емкости C_2' на средних частотах также не ощущается, так как сопротивление $x_{C_2'}$ велико. Поэтому коэффициент усиления на средних частотах постоянен и равен произведению статического коэффициента усиления лампы на величину обратную коэффициенту трансформации трансформатора:

$$K_0=\mu\frac{1}{k},$$

где $k=\frac{w_1}{w_2}$ (w_1 и w_2—числа витков первичной и вторичной обмоток трансформатора).

В области верхних частот необходимо учитывать влияние индуктивности рассеяиия L_s и емкости C_2', так как сопротивление ωL_s и проводимость $\omega C_2'$ растут с увеличением частоты.

При определенной частоте f_{max} наступает резонанс напряжений, когда $x_{L_s}=x_{C_2'}$, в результате чего напряжение на емкости C_2', а следовательно, и коэффициент усиления становятся максимальными (рис. 2.18, *а*). По этой причине на амплитудно-частотной характеристике в области верхних частот наблюдается подъем. Чем меньше величины индуктивности L_s и емкости C_2', тем при более высоких частотах возникает резонанс напряжений. При дальнейшем увеличении частоты возрастает шунтирующее влияние емкости C_2', и коэффициент усиления уменьшается.

В тех случаях, когда параллельно вторичной обмотке трансформатора включается конденсатор с целью получения резонанса токов во вторичной обмотке трансформатора, амплитудно-частотная характеристика усилителя приобретает вид резонансной кривой, а усилитель становится избирательным.

Трансформаторная связь применяется и в полупроводниковых усилителях (рис. 2.19).

Трансформатор выполняет функцию согласования выходного сопротивления первого каскада с входным сопро-

тивлением второго каскада для получения наибольшего коэффициента усиления по напряжению. Частотная характеристика схемы рис. 2.19 аналогична приведенной на рис. 2.18.

Усилителям напряжения с трансформаторной связью свойственны существенные недостатки, ограничивающие область их применения. К основным из них относятся:

более сложная конструкция, чем в усилителе с RC-связью, поскольку в его состав входит трансформатор значительных габаритов, веса и стоимости;

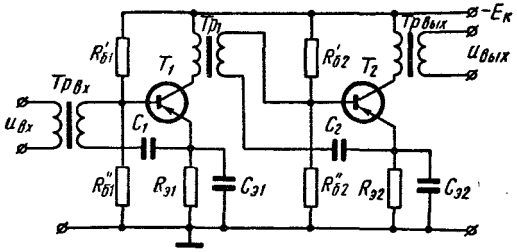


Рис. 2.19. Схема полупроводникового усилителя напряжения с трансформаторной связью

сравнительно большие частотные искажения, обусловленные неравномерностью частотной характеристики;

чувствительность к воздействию переменных магнитных полей.

Вопрос. Каков должен быть коэффициент трансформации трансформатора в схеме рис. 2.19 для получения наибольшего коэффициента усиления по напряжению K_U?

1. $k = \frac{w_1}{w_2} > 1$ (п. 2. 3. 2).

2. $k = \frac{w_1}{w_2} < 1$ (п. 2. 3. 3).

3. $k = \frac{w_1}{w_2} = 1$ (п. 2. 3. 4).

2.3.2. Вы правы. При использовании понижающего трансформатора удается согласовать малое входное сопротивление второго каскада, примерно равное h_{11}, с большим выходным сопротивлением первого каскада, примерно равным $R_{к1}$. В этом случае коэффициент передачи по на-

пряжению от выхода первого каскада к входу второго наибольший, а значит, коэффициент усиления всего усилителя максимален. Действительно, максимальная передача мощности в нагрузку осуществляется при равенстве внутреннего сопротивления источника сигнала $r_{вн}$ и сопротивления нагрузки $R_н$. Но при постоянном значении $R_н$ мощность в нагрузке $P_н$ максимальна тогда, когда максимально напряжение на нагрузке $U_н$, поскольку $P_н = \frac{U_н^2}{R_н}$. Сопротивление из вторичной обмотки трансформатора приводится в первичную через квадрат коэффициента трансформации, т. е.

$$R'_н = k^2 R_н.$$

Так как $R_н \approx h_{11} < r_{вн} \approx R_к$, то

$$k = \sqrt{\frac{R_к}{h_{11}}} > 1.$$

Переходите к гл. 3.

2.3.3. На первый взгляд кажется логичным повышать коэффициент трансформации трансформатора для увеличения коэффициента усиления по напряжению. Но нельзя забывать о том, что входное сопротивление второго каскада $R_{вх2} \approx h_{11}$ меньше выходного сопротивления первого каскада $R_{вых1} \approx R_{к1}$. Если трансформатор повышающий, то входное сопротивление второго каскада, приведенное к первичной обмотке, равно $R'_{вх2} = k^2 R_{вх2} < R_{вх2}$. Заменив первый каскад эквивалентным источником напряжения с внутренним сопротивлением $R_{экв} = R_{вых1}$ (рис. 2.20) и э. д. с. $E_{экв}$, можно заметить, что при $R_{вх2} < R_{вых1}$ напряжение $U'_{вх2}$, передаваемое на вход второго каскада, уменьшается с уменьшением сопротивления $R'_{вх2}$. Следовательно, Ваш ответ ошибочен.

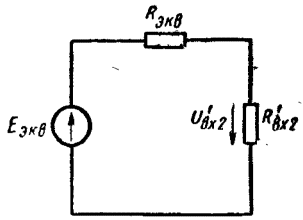


Рис. 2.20. К комментарию п. 2.3.3

Вернитесь к п. 2.3.1 и выберите правильный ответ.

2.3.4. Очевидно, нецелесообразно применять трансформатор только для того, чтобы разделить каскады по постоянной составляющей напряжения, если необходимо

получить максимальный коэффициент усиления. Ведь для повышения коэффициента усиления по напряжению может служить трансформатор с коэффициентом усиления, отличным от единицы. На практике иногда используют повышающие трансформаторы в ламповых усилителях, что позволяет в несколько (3—5) раз повысить общий коэффициент усиления усилителя. А какой трансформатор целесообразно использовать в полупроводниковом усилителе?

Вернитесь к п. 2.3.1 и выберите правильный ответ.

ГЛАВА 3

УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ И СПЕЦИАЛЬНЫЕ ТИПЫ УСИЛИТЕЛЕЙ

В этой главе будут рассмотрены усилители, к характеристикам которых предъявляются какие-либо особые требования. Одним из таких усилителей являются усилители мощности. Они служат для усиления мощности сигнала до величины, значительно превышающей ту, которая могла быть обеспечена каким-либо из рассмотренных ранее каскадов.

При необходимости усиления медленно изменяющихся во времени сигналов применяются так называемые усилители постоянного тока. В зависимости от требований, предъявляемых к этим усилителям, их схемы могут быть различными.

Большое влияние на характеристики усилителей оказывает введение в них обратной связи, в зависимости от вида которой удается расширить или сузить полосу пропускания усилителя. Резкое сужение полосы усиливаемых частот используется в избирательных усилителях.

Различные типы специальных усилителей широко используются почти в каждом устройстве автоматического регулирования.

§ 3.1. Однотактные ламповые усилители мощности

3.1.1. Усилитель мощности является обычно выходным каскадом многокаскадного усилителя, работающим на внешнюю нагрузку, например, обмотки реле, электродвигателя, динамического громкоговорителя и т. д. Сопротивление нагрузки в большинстве случаев не превышает нескольких десятков ом, а потребляемая мощность может лежать в диапазоне от долей ватта до сотен ватт.

Усилитель мощности имеет ряд особенностей по сравнению с усилителем напряжения. Одна из них заключается в том, что, если низкоомную нагрузку включить непосредственно в анодную цепь усилительного каскада, то полезная мощность, выделяемая в этой нагрузке, может оказаться весьма небольшой. Так, если амплитуда переменной составляющей анодного тока лампы равна 10 *ма* (например, для лампы 6Н1П), то при сопротивлении анод-

ной нагрузки 10 *ом* мощность в нагрузке будет всего лишь 0,001 *вт*.

Из анализа эквивалентной схемы усилительного каскада (см. рис. 2.2) следует, что при малых сопротивлениях $R_а$ мощность, выделяемая в анодной нагрузке, невелика за счет потерь в сопротивлении R_i. Максимальная мощность в нагрузке выделяется при $R_а = R_i$. Следовательно, для получения максимальной мощности необходимо согласовать внутреннее сопротивление усилительного каскада с сопротивлением нагрузки. Эта задача может быть решена с помощью согласующего трансформатора, называемого выходным. Первичную обмотку этого трансформатора включают в анодную цепь усилителя, а к вторичной обмотке подключают внешнюю нагрузку $R_н$. Сопротивление нагрузки, приведенное к первичной обмотке, зависит от коэффициента трансформации трансформатора:

$$R'_н = R_н \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2. \qquad (3.1)$$

При заданном сопротивлении нагрузки подбором коэффициента трансформации можно добиться максимальной мощности в нагрузке.

Другой особенностью усилителя мощности по сравнению с усилителями напряжения является то, что для получения необходимой мощности в нагрузке часто применяют специальные выходные лампы: лучевые тетроды и выходные пентоды, а из полупроводниковых приборов — мощные плоскостные триоды. В случае, если выходная мощность не превышает одного-двух ватт, используют триоды, пентоды и полупроводниковые триоды, применяемые в усилителях напряжения.

Важной характеристикой усилителя мощности является коэффициент полезного действия, так как при использовании мощных приборов потребление мощности от источника питания может быть весьма значительным.

Усилители мощности характеризуются рядом параметров, к основным из них относятся:

а) колебательная выходная мощность

$$P_{вых} = \frac{1}{2} U_{am} I_{am};$$

б) мощность, потребляемая усилителем от источника питания, $P_{потр} = U_{a0} I_{a0}$;

в) коэффициент полезного действия усилителя $\eta = \frac{P_{вых}}{P_{потр}}$;

г) коэффициент нелинейных искажений $k_{н.и}$, равный отношению действующего значения высших гармонических составляющих напряжения к действующему значению первой гармоники:

$$k_{н.и} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2}}{U_1},$$

где n — номер гармоники.

Усилители мощности подразделяются на однотактные и двухтактные. Однотактные усилители мощности применяются обычно в тех случаях, когда выходная мощность не превышает 4—6 *вт*. В этих усилителях используются триоды, лучевые тетроды, пентоды и полупроводниковые триоды. Если выходная мощность превышает 6—10 *вт*, то применяют двухтактные усилители мощности. В этих усилителях чаще всего используются триоды и лучевые тетроды, а также полупроводниковые триоды. Следует отметить, что в двухтактных схемах удобно применять двойные триоды.

Вопрос. Будут ли при максимальной мощности в нагрузке принимать максимальные значения коэффициенты усиления по напряжению K_U и по току K_I?

1. Оба коэффициента будут максимальными (п. 3.1.2).
2. Максимальным может быть один из этих коэффициентов (п. 3.1.3).
3. Оба коэффициента не будут принимать максимального значения (п. 3.1.4).

3.1.2. Вы правильно считаете, что коэффициент усиления по мощности K_P, равный произведению коэффициентов усиления по напряжению K_U и по току K_I, будет максимален, если максимален каждый из сомножителей. Но дело в том, что эти коэффициенты принимают максимальные значения при различных режимах работы усилительного каскада, и тогда, когда один из них максимален, другой не может принимать наибольшего значения. Так, коэффициент усиления по напряжению K_U согласно формуле (1.10) возрастает с увеличением сопротивления анодной нагрузки R_a, в то время как коэффициент усиления по току падает. Коэффициент усиления по току максимален

при коротком замыкании сопротивления анодной нагрузки, когда коэффициент усиления по напряжению равен нулю.

Попытайтесь снова ответить на поставленный вопрос.

3.1.3. Предположим, что максимальным оказался коэффициент усиления по току K_I. Этому соответствует короткое замыкание сопротивления анодной нагрузки. Но тогда выходное напряжение каскада, а вместе с ним и коэффициент K_U равны нулю, следовательно, равны нулю выделяемая в нагрузке мощность и коэффициент K_P.

Если же предположить, что максимальным должен быть коэффициент усиления по напряжению K_U, то ток нагрузки должен уменьшаться. Нетрудно проверить, что мощность, выделяемая в нагрузке,

$$P_н = \left(\frac{\mu R_a}{R_a + R_i} u_{вх}\right)^2 \frac{1}{R_a}. \qquad (3.2)$$

Если учесть, что при значительном увеличении сопротивления R_a рабочая точка переходит на нелинейные участки характеристик лампы, где статический коэффициент усиления μ мал, то легко видеть, что выделяемая в нагрузке мощность с увеличением анодной нагрузки уменьшается.

Ваш ответ неверен, попытайтесь снова ответить на поставленный вопрос.

3.1.4. Вы правильно ответили на вопрос. Действительно, для того чтобы коэффициент усиления по мощности K_P, равный произведению коэффициентов усиления по напряжению K_U и по току K_I, был максимален, каждый из этих коэффициентов не обязательно должен достигать максимального значения. Не существует такого режима работы усилительного каскада, когда оба эти коэффициента одновременно максимальны, потому что наибольшее усиление по току происходит при коротком замыкании сопротивления нагрузки, когда коэффициент усиления по напряжению согласно формуле (1.10) равен нулю. Максимальное усиление по напряжению получается тогда, когда ток нагрузки мал, и в этом случае $K_I \approx 0$. Следовательно, в обоих случаях выходная мощность и коэффициент усиления по мощности K_P равны нулю.

Вы знаете, что в режиме согласованной нагрузки, когда $R_н = R_{внутр}$, ни напряжение нагрузки $U_н$, ни ее ток $I_н$ не достигают максимальных значений. Как указывалось, согласование внутреннего сопротивления усилительной лампы с сопротивлением нагрузки осуществляется с помощью

выходного трансформатора. Подбором коэффициента трансформации трансформатора добиваются оптимального режима работы усилителя мощности, когда в нагрузке выделяется максимальная мощность.

Переходите к п. 3.1.5.

3.1.5. Принципиальная схема однотактного усилителя мощности на триоде приведена на рис. 3.1, *а*.

Однотактные усилители мощности работают обычно в классе А. Для обеспечения этого режима в катодную цепь включается цепочка автоматического смещения $R_к C_к$. Поскольку в рассматриваемом усилителе мощности выходное

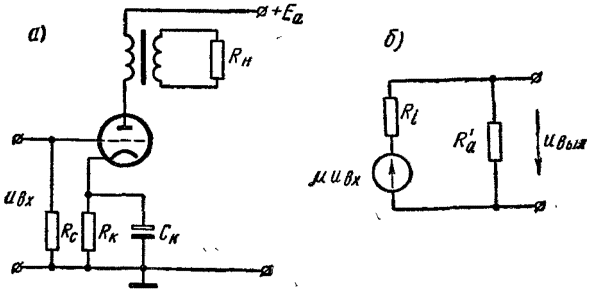


Рис. 3.1. Однотактный усилитель мощности на триоде:

а — принципиальная схема; *б* — упрощенная эквивалентная схема

напряжение передается на нагрузку через трансформатор, эквивалентная схема этого усилителя (рис. 3.1, *б*) аналогична эквивалентной схеме усилителя напряжения с трансформаторной связью (см. рис. 2.16).

Существенной особенностью эквивалентной схемы усилителя мощности является наличие в ней приведенного сопротивления нагрузки $R'_н$. Сопротивление $R'_н$ в области рабочих частот значительно меньше индуктивного сопротивления ωL_1, поэтому индуктивность L_1 может быть исключена из эквивалентной схемы. В эквивалентной схеме усилителя мощности можно также пренебречь индуктивностью рассеяния L_s и емкостью C'_2, так как в области рабочих частот усилителя сопротивление ωL_s и проводимость $\omega C'_2$ малы. Таким образом, эквивалентное сопротивление анодной нагрузки усилителя равно

$$R'_а = r_1 + r'_2 + R'_н.$$

В усилителях мощности обычно стремятся получить максимальную мощность в нагрузке при возможно меньших нелинейных искажениях выходного напряжения. Для выполнения этих условий необходимо правильно выбрать положение рабочей точки и линии нагрузки на анодных характеристиках усилительной лампы. При определении положения рабочей точки следует учитывать, что в режиме покоя сопротивление для постоянной составляющей анод-

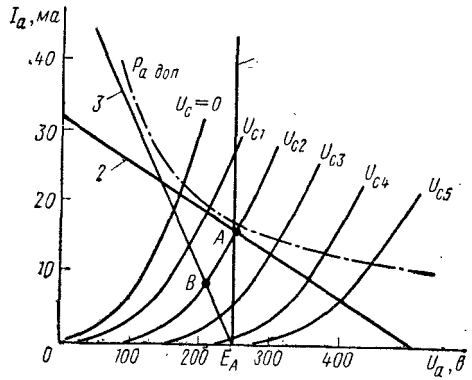


Рис. 3.2. К вопросу п. 3.1.5

ного тока I_{a0} мало и равно активному сопротивлению первичной обмотки трансформатора. Следует также иметь в виду, что мощность, рассеиваемая на аноде лампы, не должна быть выше допустимой.

Вопрос. Выберите правильное положение линии нагрузки и рабочей точки на анодных характеристиках триода (рис. 3.2), а также определите коэффициент трансформации выходного трансформатора для однотактного усилителя, работающего на нагрузку $R_н=40$ *ом* при напряжении источника анодного питания $E_a=250$ *в* (параметры триода: $R_i=7$ *ком*, $S=2{,}5$ *ма/в*, $\mu=17{,}5$).

1. Линия нагрузки *1* проходит через точку $U_a=E_a$ под углом наклона $\alpha=\operatorname{arcctg} R_н$. Рабочая точка *A* находится вблизи линии допустимой мощности рассеяния $P_{a.доп}$. Коэффициент трансформации

$$k=\frac{w_1}{w_2}=\sqrt{\frac{R'_н}{R_н}}=\sqrt{\frac{R'_a}{R_н}}=\sqrt{\frac{R_i}{R_н}}=\sqrt{\frac{7000}{40}}=13{,}2$$

(п. 3.1.6).

2. Линия нагрузки *2* проходит через рабочую точку *A*, выбранную на вертикальной линии, проведенной через точку $U_а=E_а$, вблизи линии допустимой мощности рассеяния. Коэффициент трансформации $k=\frac{w_1}{w_2}=\sqrt{\frac{R'_а}{R_н}}$, где сопротивление $R'_а$, определяемое углом наклона линии нагрузки, равно 15,6 *ком*. Следовательно, $k=20$ (п. 3.1.7).

3. Линия нагрузки *3* проводится через точку $U_а=E_а$ так, чтобы она не пересекала линии допустимой мощности рассеяния. Коэффициент трансформации $k=\frac{w_1}{w_2}\sqrt{\frac{R'_а}{R_н}}$, где сопротивление $R'_а$, определяемое углом наклона линии нагрузки, равно 4,5 *ком*. Следовательно, $k=10{,}6$. Рабочей точкой является точка *B* (п. 3.1.10).

3.1.6. Вы провели линию нагрузки так, как будто сопротивление $R_н=40$ *ом* включено непосредственно в анодную цепь лампы. В случае обычного усилительного каскада линия нагрузки действительно строилась таким способом. Но, как Вы помните, сопротивления анодной нагрузки выбирались значительно большей величины с целью получения большого коэффициента усиления по напряжению. Непосредственное включение нагрузки $R_н$ в анодную цепь не обеспечивает нормальной работы усилительного каскада.

При построении линии нагрузки Вы не учли того, что нагрузка включена через согласующий трансформатор, который существенно влияет на положение линии нагрузки.

Попытайтесь правильно ответить на поставленный вопрос.

3.1.7. Действительно рабочая точка выбирается на линии, перпендикулярной к оси абсцисс и проходящей через точку $U_а=E_а$. Напряжение смещения выбирается так, чтобы рабочая точка *A* находилась вблизи линии допустимой мощности рассеяния $P_{а.\,доп}$ лампы. Такое положение рабочей точки обеспечивает максимальное использование усилительной лампы по мощности.

Мощность, выделяемая в нагрузке, очевидно, также зависит от величины входного напряжения. При увеличении входного напряжения $u_{вх}$ мощность в нагрузке $P_{вых}$ возрастает. Но амплитуда входного напряжения $U_{вхm}$ не должна превышать абсолютной величины напряжения

смещения во избежание появления сеточных токов, которые, как известно, могут существенно увеличивать нелинейные искажения. Линия нагрузки проводится через рабочую точку A под углом α к оси абсцисс, соответствующим сопротивлению R'_a, т. е. $\alpha=\text{arcctg}\, R'_a$, поскольку для переменной составляющей анодного тока сопротивление анодной цепи действительно равно R'_a (см. рис. 3.1, *б*). Так как сопротивление R'_a зависит от коэффициента транс-

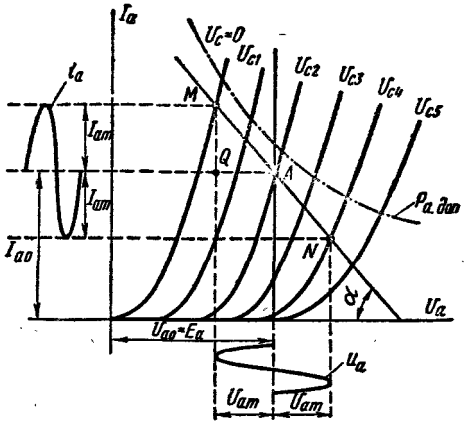


Рис. 3.3. Построение линии нагрузки для усилителя мощности на триоде

формации трансформатора, то при расчете определяют оптимальное значение этого коэффициента исходя из минимума нелинейных искажений. С этой целью линия нагрузки проводится через точку A таким образом (рис. 3.3), чтобы точка M, лежащая на анодной характеристике $U_c=0$, находилась от точки A на таком же расстоянии, как и точка N, лежащая на характеристике, сеточное напряжение для которой равно удвоенному значению напряжения смещения, т. е. чтобы $AM=AN$. При таком положении линии нагрузки положительный полупериод входного напряжения соответствует работе усилителя на участке AM линии нагрузки, а отрицательный полупериод — рабсте усилителя на участке AN. Поскольку эти отрезки линии нагрузки равны, отрицательная и положительная полуволны выходного напряжения также будут равны (рис. 3.3), что соответствует минимуму искажений выход-

ного напряжения. Определив оптимальное положение линии нагрузки, можно по полученному значению α найти сопротивление R'_a, которое в данном случае оказывается равным 15,6 *ком*. По формуле (3.1) определяется коэффициент трансформации $k = 20$.

Вопрос. Всегда ли анодное напряжение лампы однотактного усилителя мощности меньше напряжения источника анодного питания?

1. Анодное напряжение лампы всегда меньше величины E_a за счет падения напряжения на резисторе R_a' (п. 3.1.8).

2. Анодное напряжение может быть больше величины E_a (п. 3.1.9).

3.1.8. Анодное напряжение лампы, имеющей в качестве нагрузки сопротивление R'_a, действительно меньше напряжения источника анодного питания на величину падения напряжения на этом резисторе. Но следует учитывать, что в анодную цепь лампы включена нагрузка с сопротивлением $R_н$ через согласующий трансформатор и приведенное сопротивление в анодной цепи равно R'_a. Если с помощью рис. 3.3 проследить за перемещением рабочей точки по линии нагрузки, то можно понять, что выбранный Вами ответ неверен. Правильным должен быть ответ 2, пояснения к которому приведены в п. 3.1.9.

3.1.9. Действительно, анодное напряжение может быть выше напряжения источника анодного питания за счет э.д.с. самоиндукции, возникающей в первичной обмотке трансформатора при изменении проходящего по ней тока. При потенциале сетки лампы, равном U_{c2}, анодное напряжение лампы равно E_a, при уменьшении потенциала сетки до величины U_{c4} потенциал анода возрастает и становится больше величины E_a. Таким образом, анодное напряжение лампы может превышать напряжение источника анодного питания.

Переходите к п. 3.1.11.

3.1.10. Вы правильно считаете, что линию нагрузки нужно проводить возможно ближе к линии допустимой мощности рассеяния на аноде лампы. Но правильно ли проводить эту линию через точку оси абсцисс, соответствующую напряжению источника анодного питания? В этом случае получается, что в режиме покоя, когда падение напряжения на сопротивлении первичной обмотки трансформатора мало, анодное напряжение усилительной лампы приблизи-

тельно равно E_a и рабочей точкой оказывается не точка B, а точка пересечения линии нагрузки *3* с осью абсцисс, соответствующая сеточному напряжению U_{c4}. Такой выбор рабочей точки приведет к недопустимо большим искажениям (рабочая точка должна выбираться на линейном участке характеристик), и нормальная работа усилительного каскада будет нарушена. Значит, линия нагрузки должна быть проведена по-другому.

Вернитесь к п. 3.1.5 и выберите правильный ответ.

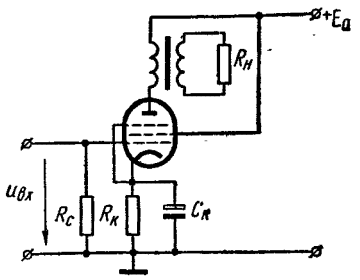


Рис. 3.4. Схема однотактного усилителя мощности на пентоде

3.1.11. Нетрудно убедиться в том, что мощность, выделяемая в нагрузке, определяется площадью треугольника MQA (см. рис. 3.3), у которого стороны MQ и QA определяют в масштабе соответственно амплитудное значение переменной составляющей анодного тока I_{am} и амплитудное значение анодного напряжения U_{am}, т. е.

$$P_{\text{вых}} = \frac{1}{2} U_{am} I_{am}. \qquad (3.3)$$

Если изменять положение линии нагрузки MN, то при определенном ее наклоне площадь треугольника MQA будет максимальной, а следовательно, мощность, передаваемая в нагрузку, также будет максимальной. Однако такое положение линии нагрузки может не соответствовать минимуму искажений выходного напряжения, поэтому при выборе положения рабочей точки нужно, кроме получения необходимой выходной мощности, следить за тем, чтобы нелинейные искажения находились в допустимых пределах.

Наряду с триодами в однотактном усилителе мощности широко применяются лучевые тетроды и пентоды. Принципиальная схема однотактного усилителя мощности на пентоде изображена на рис. 3.4.

Выбор рабочей точки A и построение линии нагрузки для переменной составляющей анодного тока, отнесенные к усилителю мощности на триоде, справедливы и для усилителей мощности на лучевых тетродах и пентодах. Максимальная выходная мощность получается, когда линия

нагрузки касается кривой допустимой мощности рассеяния $P_{а.доп}$ и пересекает анодную характеристику, соответствующую $U_с = 0$, в центре ее «колена» (в точке M на рис. 3.5).

Вопрос. В каком усилителе мощности меньше нелинейные искажения при одинаковой выходной мощности — в усилителе на триоде или в усилителе на пентоде?

1. В усилителе на триоде нелинейные искажения меньше (п. 3.1.12).

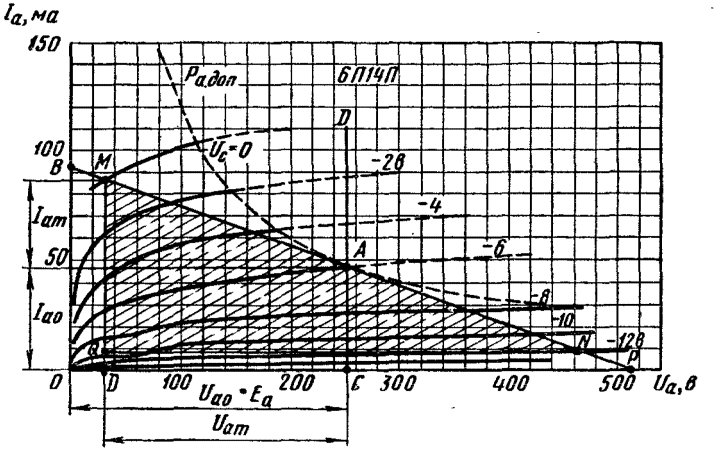


Рис. 3.5. Построение линии нагрузки для усилителя мощности на пентоде

2. В усилителе на пентоде нелинейные искажения меньше (п. 3.1.13).

3. При одинаковой выходной мощности искажения обоих типов усилителей примерно одинаковы (п. 3.1.14).

3.1.12. Правильно. Вы, очевидно, выбрали этот ответ, сравнив положение линии нагрузки усилителя мощности на триоде (см. рис. 3.3) и на пентоде (см. рис. 3.5).

Из п. 1.4.10 Вы должны помнить, что для уменьшения искажений в усилителе необходимо, чтобы линия нагрузки проходила через линейные участки анодных характеристик.

Из рис. 3.5 видно, что на участке AM линия нагрузки проходит вблизи «колена» анодных характеристик пентода, в то время как для триода (см. рис. 3.3) эта часть характеристики проходила по линейным участкам.

На участке AN линии нагрузки одинаковые изменения входного напряжения вызывают разные изменения анодного тока. Это и приводит к бóльшим искажениям в усилителе на пентоде. Меньшие нелинейные искажения являются основным достоинством усилителей мощности на триоде по сравнению с усилителями на лучевом тетроде или пентоде.

Недостатком усилителя мощности на триоде является низкий к.п.д., обычно не превышающий 0,15—0,25, в то время как усилители мощности на лучевом тетроде или пентоде могут иметь к.п.д. 0,3—0,4. Сравнение режимов работы этих усилителей показывает, что благодаря особенности формы анодных характеристик лучевых тетродов и пентодов амплитудное значение анодного напряжения U_{am} в усилителе на лучевом тетроде или пентоде будет больше амплитуды анодного напряжения усилителя на триоде при одной и той же потребляемой мощности $P_{\text{потр}} = \frac{1}{2} U_{a0} I_{a0}$. Этим и объясняется более высокий к.п.д. усилителей на лучевом тетроде и пентоде.

Следует отметить, что для получения одной и той же выходной мощности при использовании пентодов или лучевых тетродов требуется значительно меньшая величина входного напряжения, чем в случае использования триодов, что объясняется бóльшим коэффициентом усиления пентодов и лучевых тетродов.

Переходите к п. 3.1.15.

3.1.13. Вы неправы, считая, что нелинейные искажения в усилителе на пентоде меньше. Из рис. 3.5 видно, что линия нагрузки усилителя мощности на пентоде захватывает нелинейные участки характеристик лампы, в то время как у триода она проходила через практически линейные участки характеристики. Однако следует иметь в виду, что для получения одной и той же выходной мощности в усилителе на пентоде требуется значительно меньшее входное напряжение, чем в усилителе на триоде. Это объясняется большим коэффициентом усиления пентодов.

Теперь Вам, наверное, уже ясен правильный ответ на поставленный вопрос.

3.1.14. Вы выбрали неправильный ответ, так как забыли, что для уменьшения нелинейных искажений усилителя необходимо, чтобы линия нагрузки проходила через линейные участки анодных характеристик. Проводя линии нагрузки для триода и пентода, нетрудно видеть, что на

характеристиках триода они пройдут через более линейные участки, чем на характеристиках пентода.

Учтя это, попытайтесь снова ответить на поставленный вопрос.

3.1.15. Пример расчета однотактного усилителя мощности, собранного на пентоде 6П14П.

Исходные данные для расчета: напряжение источника анодного питания $E_a = 250$ *в*, сопротивление нагрузки $R_н = 100$ *ом*, мощность, потребляемая нагрузкой, $P_н = 4{,}2$ *вт*, частота входного напряжения $f = 1$ *кгц*. Усилитель мощности должен работать в классе А.

Расчет производят в такой последовательности.

По величине мощности $P_н$ из каталога выбирают пентод типа 6П14П, имеющий следующие параметры: $U_a = 250$ *в*, $U_э = 250$ *в*, $I_э = 7{,}5$ *ма*, $P_{вых} = 4{,}6$ *вт*, $P_{а.доп} = 12$ *вт*. Выбранный пентод 6П14П позволяет при включении его в схему однотактного усилителя мощности (см. рис. 3.4) передать в нагрузку мощность, равную 4,5 *вт*.

Зная величину э. д. с. источника анодного питания E_a, можно построить линию нагрузки CD (см. рис. 3.5) для постоянной составляющей анодного тока I_{a0}.

Для максимального использования мощности лампы рабочую точку A выбирают вблизи линии допустимой мощности рассеяния $P_{а.доп}$ лампы, т. е. на пересечении линии нагрузки CD с анодной характеристикой, соответствующей $U_c = -6$ *в*. В рабочей точке A режиму покоя соответствует напряжение $U_{a0} = 250$ *в* и ток $I_{a0} = 47$ *ма*.

Допустимая амплитуда входного напряжения не должна превышать сеточного напряжения смещения:

$$U_{вх\,m} = |U_{c0}| = 6 \text{ в}.$$

Через рабочую точку A проводят линию нагрузки MN для переменной составляющей анодного тока так, чтобы точка A делила рабочий участок MN линии нагрузки пополам. При этом точка M должна находиться на изгибе («колене») анодной характеристики, соответствующей $U_c = 0$, а точка N — на анодной характеристике, соответствующей $U_c = 2U_{c0}$, т. е. $U_c = -12$ *в*.

Определяют приведенное к первичной цепи сопротивление

$$R'_a = \frac{OP}{OB} = \frac{510}{95 \cdot 10^{-3}} = 5{,}4 \text{ ком}.$$

Мощность $P_{вых}$, передаваемая лампой в нагрузку,

$$P_{вых} = \frac{1}{2} U_{a\,m} I_{a\,m} = 0{,}5 \cdot 220 \cdot 40 \cdot 10^{-3} = 4{,}4 \text{ вт}.$$

Таким образом, $P_{вых} > P_н$, следовательно, режим работы усилителя мощности удовлетворяет заданным требованиям.

Рассчитывают параметры цепочки автоматического смещения:

$$R_к = \frac{|U_{c0}|}{I_{a0} + I_э} = \frac{6}{(47 + 7{,}5)\cdot 10^{-3}} = 110 \text{ ом},$$

$$C_к = \frac{10}{\omega R_к} = \frac{10}{2\pi \cdot 1000 \cdot 110} = 16 \text{ мкф}.$$

Поскольку требуемая величина напряжения между экранирующей сеткой и катодом $U_э = 250$ в равна анодному напряжению пентода, в отличие от схемы рис. 3.4 резистор $R_э$ и конденсатор $C_э$ оказываются ненужными, а экранирующая сетка подсоединяется непосредственно к источнику анодного питания E_a.

В заключение определяют коэффициент трансформации трансформатора:

$$k = \frac{w_1}{w_2}\sqrt{\frac{R'_a}{R_н}} = \sqrt{\frac{5400}{100}} \approx 7{,}35.$$

Переходите к § 3.2.

§ 3.2. Двухтактные ламповые усилители мощности

3.2.1. Как указывалось, двухтактные усилители мощности применяются в тех случаях, когда необходимо получить выходную мощность более 6—10 вт. Схема двухтактного усилителя мощности представлена на рис. 3.6, *а*.

Как видно из рисунка, схема усилителя симметрична. Лампы $Л_1$ и $Л_2$ питаются от общего источника анодного питания E_a через две секции первичной обмотки выходного трансформатора $Тр_{вых}$. Напряжение смещения подается на сетки обеих ламп через вторичную обмотку входного трансформатора $Тр_{вх}$. В зависимости от режима работы это напряжение либо снимается с резистора $R_к$, либо его получают от специального источника. Трансформатор $Тр_{вых}$ выполняет те же функции, что и в однотактном усилителе. Двухтактные усилители могут работать как в классе А, так и в классе В.

Рассмотрим сначала работу двухтактного усилителя мощности в классе А. В связи с тем что схема двухтактного усилителя мощности симметрична, обе лампы усилителя работают в одинаковом режиме, поэтому при отсутствии входного сигнала ($u_{вх} = 0$) через них проходят одинаковые анодные токи покоя I_{a01} и I_{a02}, величины которых зависят от анодного напряжения и напряжения смещения, снимаемого обычно в данном режиме усиления с резистора $R_к$. Направления токов в двух секциях первичной обмотки

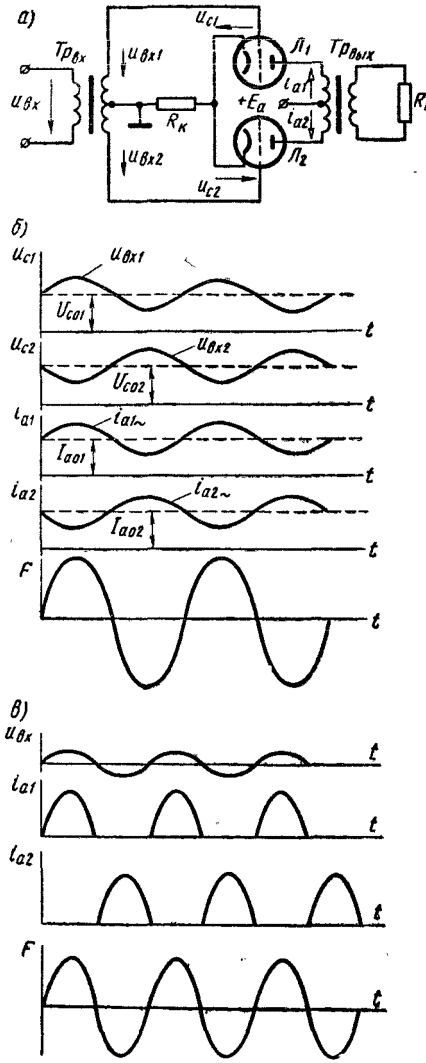


Рис. 3.6. Двухтактный усилитель мощности:

а — принципиальная схема; *б* — временные диаграммы сеточных напряжений, токов и намагничивающей силы усилителя в классе А;

в — временные диаграммы входного напряжения, токов и намагничивающей силы усилителя в классе В

трансформатора $Тр_{вых}$ противоположны, поэтому магнитные потоки, создаваемые этими токами в сердечнике трансформатора $Тр_{вых}$, взаимно уничтожаются. В результате выходной трансформатор работает без подмагничивания постоянным током и материал сердечника не насыщается, поэтому сечение сердечника может быть небольшим. Это дает возможность уменьшить габариты и вес трансформатора по сравнению с выходным трансформатором однотактных усилителей мощности. Отсутствие подмагничивания сердечника трансформатора приводит к снижению искажений формы усиленного напряжения, вызываемых работой трансформатора в режиме, близком к режиму насыщения.

Входные напряжения $u_{вх1}$ и $u_{вх2}$ (рис. 3.6, *б*) равны по амплитуде и противоположны по фазе, поэтому выражения для сеточных напряжений имеют вид:

$$\begin{aligned} u_{c1} &= U_{c01} + U_{вх\,1m} \sin \omega t, \\ u_{c2} &= U_{c02} - U_{вх\,2m} \sin \omega t. \end{aligned} \tag{3.4}$$

Напряжениям u_{c1} и u_{c2} соответствуют анодные токи i_{a1} и i_{a2}:

$$\begin{aligned} i_{a1} &= I_{a\,01} + i_{a1\sim}, \\ i_{a2} &= I_{a02} - i_{a2\sim}, \end{aligned} \tag{3.5}$$

где $i_{a1}\sim$ и $i_{a2}\sim$ = переменные составляющие токов, вызываемые входным напряжением.

Поскольку анодные токи i_{a1} и i_{a2} проходят по первичной обмотке трансформатора в противоположных направлениях, результирующая намагничивающая сила

$$F = (i_{a1} - i_{a2}) \frac{w_1}{2}. \tag{3.6}$$

Подставив в формулу (3.6) выражение (3.5), получим

$$F = (I_{a01} - I_{a02} + i_{a1\sim} + i_{a2\sim}) \frac{w_1}{2} = (i_{a1\sim} + i_{a2\sim}) \frac{w_1}{2}. \tag{3.7}$$

Согласно выражению (3.7) ток, намагничивающий сердечник, не содержит постоянной составляющей и четных гармоник. Поэтому магнитный поток, создаваемый этим током, практически синусоидален, если входное напряжение изменяется по гармоническому закону. Через источник

анодного питания и резистор автоматического смещения $R_к$ проходит суммарный ток, который не содержит основной гармоники и всех нечетных гармоник, т. е. ток $I_{R_к} = I_{a01} + I_{a02}$ практически постоянен. Это позволяет не подключать параллельно резистору $R_к$ конденсатор $C_к$.

Работа двухтактного усилителя мощности в классе А используется в тех случаях, когда необходимо уменьшить нелинейные искажения.

Недостатками двухтактного усилителя, работающего в классе А, являются низкий к.п.д. (0,15—0,4) и сравнительно небольшая выходная мощность.

Кроме класса А, двухтактные усилители мощности очень часто работают в классе В. Как известно, в классе В анодные токи i_{a1} и i_{a2} при синусоидальном входном напряжении практически представляют собой полуволны синусоид (рис. 3.6, *в*), поочередно проходящие по двум секциям первичной обмотки трансформатора. Намагничивающая сила $F = (i_{a1} - i_{a2})\frac{w_1}{2}$, создающая результирующий магнитный поток в сердечнике трансформатора, при этом практически синусоидальна. Таким образом, выходное напряжение довольно точно повторяет форму входного. В классе В надо применять специальный источник смещения, так как при отсутствии входного сигнала анодный ток в лампах не проходит и напряжение смещения оказывается равным нулю.

Двухтактные усилители мощности по сравнению с однотактными имеют ряд достоинств и недостатков.

К достоинствам относятся:

высокий коэффициент полезного действия, доходящий в классе В до 0,7;

меньший вес и габариты выходного трансформатора;

меньшая чувствительность к пульсациям питающих напряжений;

отсутствие четных гармоник выходного напряжения, что снижает уровень нелинейных искажений.

Недостатком двухтактных усилителей мощности является необходимость использования двух ламп, входного и выходного трансформаторов с выводами средних точек у их обмоток, что усложняет конструкцию этих усилителей. Однако, несмотря на это, для усиления мощности в основном применяются именно двухтактные усилители.

Вопрос. Во сколько раз бóльшую мощность можно получить в нагрузке при использовании двухтактного усилителя по сравнению с однотактным? Предполагается, что

используемые лампы и напряжение источника анодного питания одинаковы.

1. В 2 раза (п. 3.2.2).
2. В 4 раза (п. 3.2.3).

3.2.2. Действительно, мощность в нагрузке равна сумме мощностей каждого плеча двухтактного усилителя. Переменные составляющие анодных токов ламп $i_{a1\sim}$ и $i_{a2\sim}$, каждая из которых проходит по своей секции обмотки, создают некоторую мощность в нагрузке, причем благодаря симметрии двухтактного усилителя мощность каждого плеча будет одинаковой. Если двухтактный усилитель работает в классе А, то его выходиая мощность равна удвоенной мощности однотактного усилителя.

Но для двухтактного усилителя, работающего в классе В, можно получить бо́льшую амплитуду переменного напряжения на аноде (здесь амплитудное значение напряжения не определяется длиной отрезка DC, как в однотактном усилителе, см. рис. 3.5).

Прочтите пояснения к правильному ответу на вопрос в п. 3.2.3.

3.2.3. Вы хорошо поняли принцип работы двухтактного усилителя в классе В. Действительно, за счет того, что рабочей точкой может быть выбрана точка N или точка P на рис. 3.5, амплитуда переменной составляющей анодного напряжения может вдвое превышать амплитуду переменной составляющей анодного напряжения однотактного усилителя мощности. А так как мощность, выделяемая в нагрузке, пропорциональна квадрату амплитуды переменной составляющей напряжения, то мощность двухтактного усилителя может быть в 4 раза больше мощности однотактного усилителя. Именно поэтому для получения большой мощности в нагрузке (порядка 10—200 *вт*) используются двухтактные усилители, работающие в классе В.

Следует, однако, заметить, что все сказанное выше относится только к усилителю мощности, работающему в классе В. Недостатком таких усилителей являются большие нелинейные искажения, вызываемые нелинейностью характеристик ламп, асимметрией схемы, пульсациями напряжения анодного питания. В том случае, когда большие нелинейные искажения недопустимы, двухтактный усилитель мощности должен работать в классе А. При этом амплитуда анодного напряжения ламп такая же, как у однотактного усилителя, и мощность в нагрузке, равная

сумме мощностей, выделяемых каждой половиной усилителя, вдвое больше мощности однотактного усилителя.

Переходите к изучению полупроводниковых усилителей мощности в п. 3.3.1.

§ 3.3. Усилители мощности на полупроводниковых триодах

3.3.1. Для обеспечения выходной мощности в несколько ватт и более в полупроводниковых усилителях мощности применяются триоды большой мощности. Такие триоды по своим характеристикам и конструкции существенно отличаются от маломощных триодов, используемых в усилителях напряжения и тока, так как они должны пропускать большие токи и выдерживать сравнительно высокие коллекторные напряжения. При этом возникает задача обеспечения надлежащего отвода тепла в коллекторном *p-n*-переходе.

Для улучшения теплоотвода каждый полупроводниковый триод усилителя мощности устанавливается на специальный радиатор, имеющий значительно большую поверхность, чем сам триод. Хороший и надежный теплоотвод увеличивает допустимую мощность рассеяния триода, а следовательно, дает возможность значительно увеличить выходную мощность усилителя.

При больших токах и напряжениях параметры полупроводникового триода могут изменяться в зависимости от режима его работы; начинает сказываться нелинейность входной характеристики, что необходимо учитывать при расчете полупроводниковых усилителей.

Полупроводниковые усилители мощности могут быть однотактными и двухтактными. Однотактные усилители работают обычно в классе А и выполняются по схеме, показанной на рис. 3.7.

Двухтактные усилители чаще работают в классе В и выполняются по схеме рис. 3.8, *а*. Нелинейные искажения двухтактного усилителя, работающего в режиме В, выше, чем однотактного, работающего в режиме А, причем в первом случае нелинейные искажения очень сильно возрастают при наличии небольшой асимметрии схемы. Однако большая экономичность определяет выбор режима В для полупроводниковых двухтактных усилителей мощности.

Вопрос. По какой схеме включены полупроводниковые триоды в двухтактном усилителе мощности, схема которого приведена на рис. 3.8, *а*?

1. По схеме с общим коллектором (п. 3.3.2).
2. По схеме с общей базой (п. 3.3.3).
3. По схеме с общим эмиттером (п. 3.3.4).

3.3.2. Вы, видимо, решили, что вследствие малого активного сопротивления первичной обмотки выходного трансформатора падение напряжения на ней невелико и коллекторное напряжение полупроводниковых триодов определяется величиной э.д.с. батареи $E_к$. Но если это схема включения с общим коллектором, то нагрузка должна быть включена в эмиттерную цепь триода, в то время как из рис. 3.8, *а* видно, что резистор нагрузки подключен через выходной трансформатор к коллекторным цепям триодов.

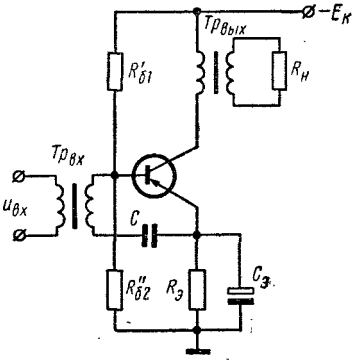


Рис. 3.7. Схема полупроводникового однотактного усилителя мощности

Для ответа на поставленный вопрос вернитесь к материалу, изложенному в [2], где рассмотрены схемы включения полупроводниковых триодов.

3.3.3. Это неверно. Следует помнить, что в схеме включения триода с общей базой цепь базы является общей для входа и выхода усилительного каскада. Из рассмотрения каждой половины схемы двухтактного усилителя мощности видно, что входная цепь образована одной секцией вторичной обмотки входного трансформатора, резистором R_2 и переходом база — эмиттер триода, причем вывод базы триода не подключен к выходной цепи, состоящей из источника коллекторного напряжения и одной секции первичной обмотки выходного трансформатора.

Еще раз изучите схемы включения полупроводниковых триодов, рассмотренные в [2], и попытайтесь снова ответить на вопрос.

3.3.4. Правильно, триоды включены по схеме с общим эмиттером. Нагрузкой каждого триода является одна секция первичной обмотки выходного трансформатора, включенная в коллекторную цепь.

Из рис. 3.7 видно, что и в однотактном усилителе мощности триод включен по схеме с общим эмиттером. В однотактных и двухтактных усилителях мощности триоды включаются по схеме с общей базой или (чаще) с общим эмиттером. Схема включения триода с общим коллектором применяется очень редко из-за необходимости подавать большие входные напряжения.

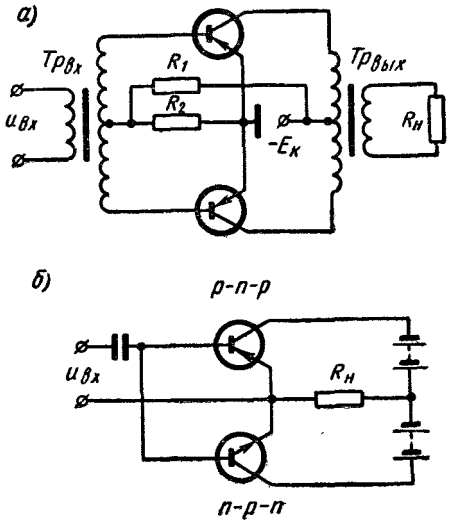


Рис. 3.8. Схемы полупроводниковых двухтактных усилителей мощности

Нагрузка в полупроводниковом усилителе мощности часто включается, как и в ламповом усилителе, с помощью выходного трансформатора. Однако довольно часто применяются и бестрансформаторные схемы усилителей мощности, собираемые на полупроводниковых триодах с различным типом проводимости (*р-п-р* и *п-р-п*).

Переходите к п. 3.3.5.

3.3.5. Схема бестрансформаторного усилителя мощности показана на рис. 3.8, *б*. В этой схеме использованы особенности включения триодов типов *р-п-р* и *п-р-п*. Сочетание таких триодов позволяет исключить из схемы входной и выходной трансформаторы и обеспечить класс усиления В.

При отсутствии входного сигнала оба полупроводниковых триода заперты, так как потенциалы баз и эмиттеров

одинаковы, что обеспечивает работу в классе В. При появлении сигнала на входе триод типа *n-p-n* работает только в положительные полупериоды входного сигнала, а триод типа *p-n-p* — только в отрицательные полупериоды. Достоинством бестрансформаторного усилителя мощности является отсутствие входного и выходного трансформаторов, что обеспечивает возможность его работы в более широком диапазоне частот. Этим объясняется широкое применение, которое находят в последнее время бестрансформаторные усилители мощности. Недостатками этой схемы усилителя следует считать невозможность точного согласования выходного сопротивления усилителя с сопротивлением нагрузки, а также необходимость подбора полупроводниковых триодов со строго одинаковыми параметрами.

По сравнению с ламповыми усилителями мощности основным достоинством полупроводниковых усилителей мощности является больший к.п.д., а основным недостатком — большие нелинейные искажения.

Переходите к изучению материала в § 3.4.

§ 3.4. Усилители мощности, питаемые переменным анодным напряжением

3.4.1. Во многих устройствах автоматического контроля и регулирования производственных процессов искажения усиливаемого напряжения не играют существенной роли, поэтому питание анодных цепей усилителей можно осуществлять от источника переменного напряжения. Нагрузкой подобных усилителей чаще всего являются управляющие обмотки исполнительных устройств (реверсивных двигателей и реле), потребляющие значительную мощность, поэтому для управления этими устройствами применяются усилители мощности, собираемые по двухтактным схемам. Имеются схемы с синфазным и противофазным питанием анодных цепей.

Схема двухтактного лампового усилителя мощности с синфазным питанием анодных цепей приведена на рис. 3.9. Питание анодных цепей ламп этого усилителя осуществляется переменным напряжением $u_{пит}$ через трансформатор $Тр_2$.

Как видно из схемы, анодные напряжения усилительных ламп $Л_1$ и $Л_2$ совпадают по фазе. Входные напряжения $u_{вх1}$ и $u_{вх2}$, поступающие в сеточные цепи усилительных ламп с двух секций обмотки трансформатора $Тр_1$, находят-

ся в противофазе, т. е. при повышении потенциала сетки лампы $Л_1$ потенциал сетки лампы $Л_2$ понижается и наоборот. Нагрузка, представляющая собой обычно управляющую обмотку двухфазного индукционного двигателя или реле, подключается к усилителю через выходной трансфор-

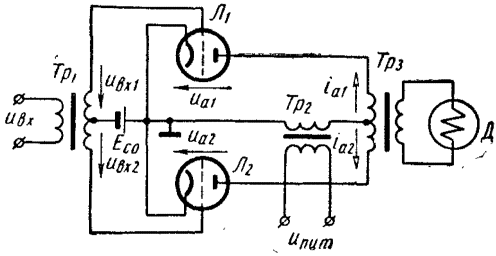


Рис. 3.9. Схема двухтактиого лампового усилителя мощиости с синфазным питанием анодиых цепей

матор $Тр_3$. Принцип работы такого усилителя удобно рассматривать с помощью временны́х диаграмм, приведенных на рис. 3.10, *а* и *б*.

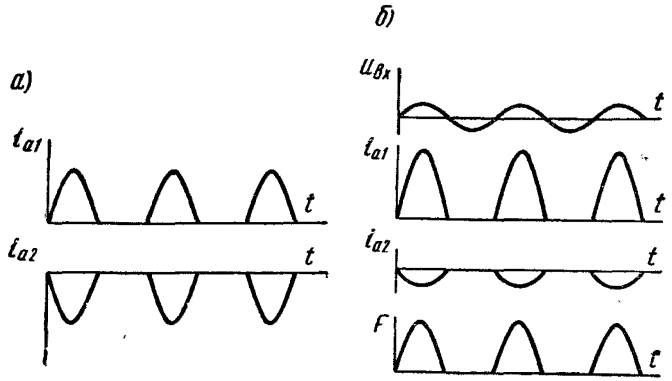


Рис. 3.10. Временны́е диаграммы анодных токов и намагничивающей силы двухтактного усилителя мощности с синфазным питанием анодных цепей при $u_{вх} = 0$ (*а*) и $u_{вх} \neq 0$ (*б*)

Ток в обеих лампах проходит только в положительные полупериоды анодного напряжения (рис. 3.10, *а*). При отсутствии входного напряжения величины анодных токов i_{a1} и i_{a2} одинаковы. При полной симметрии схемы резуль-

тирующая намагничивающая сила $F = k(i_{a1} - i_{a2})$ в сердечнике трансформатора $Тр_3$ равна нулю, а следовательно, выходное напряжение также равно нулю.

При наличии входного напряжения ($u_{вх} \neq 0$), когда напряжение $u_{вх1}$ для лампы $Л_1$ совпадает по фазе с анодным напряжением u_{a1}, а для лампы $Л_2$ находится в противофазе с напряжением u_{a2}, анодный ток i_{a1} лампы $Л_1$ возрастает, а анодный ток i_{a2} лампы $Л_2$ уменьшается (рис. 3.10, *б*). Вследствие этого результирующая намагничивающая сила F в сердечнике трансформатора не равна нулю и, следовательно, во вторичной обмотке трансформатора появляется э.д.с.

Вопрос. Изменится ли фаза выходного напряжения и мощность, выделяемая в нагрузке, при изменении фазы входного напряжения на 180°?

1. Фаза выходного напряжения изменится на 180°, а мощность в нагрузке останется прежней (п. 3.4.2).

2. Фаза выходного напряжения и мощность в нагрузке не изменится (п. 3.4.3).

3. Мощность в нагрузке будет равна нулю, поэтому равно нулю и напряжение на выходе (п. 3.4.4).

3.4.2. Вы правы. Действительно, фаза выходного напряжения изменится на 180°.

Случай изменения фазы входного напряжения на 180° иллюстрируется временны́ми диаграммами рис. 3.10, *б* и 3.11.

Из сравнения этих диаграмм видно, что, если в проводящие полупериоды сеточное напряжение первой лампы положительно, а второй — отрицательно, то анодный ток первой лампы больше анодного тока второй лампы. При изменении фазы входного напряжения на 180° увеличивается ток второй лампы, и результирующая намагничивающая сила F, равная $k(i_{a1} - i_{a2})$, изменяет знак, вследствие чего фаза выходного напряжения изменяется на 180°.

Вы совершенно правы, считая, что мощность в нагрузке при этом не изменится. Мощность, выделяемая в нагрузке, равна квадрату действующего значения напряжения, деленному на сопротивление нагрузки. А так как действующее значение напряжения не изменяется при изменении фазы на 180°, то и мощность остается неизменной.

Переходите к п. 3.4.5.

3.4.3. Вы не вполне внимательно проанализировали временные диаграммы, приведенные на рис. 3.10. На диаграмме рис. 3.10, *б* показано, как изменяется результирующая

намагничивающая сила при появлении входного сигнала. Из диаграммы видно, что анодный ток первой лампы увеличивается, так как в полупериоды, когда анодное напряжение этой лампы положительно, сеточное напряжение также положительно. Ток же второй лампы получается меньше потому, что сеточное напряжение этой лампы отрицательно в проводящие полупериоды.

А теперь посмотрим, что произойдет, если фаза входного напряжения изменится на 180°. В полупериоды, когда

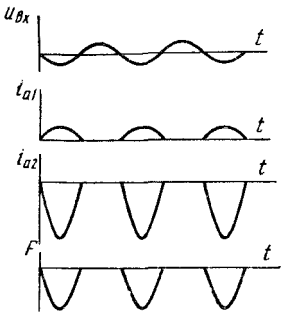


Рис. 3.11. К коммеитарию п. 3.4.2

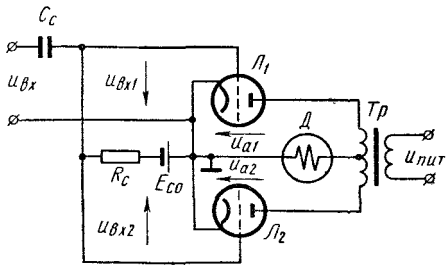


Рис. 3.12. Схема двухтактного лампового усилителя мощности с противофазным питанием аиодных цепей

анодное напряжение положительно (см. рис. 3.11), входное напряжение первой лампы станет отрицательным, а второй лампы — положительным. Следовательно, анодный ток второй лампы будет больше, чем первой лампы, и результирующая намагничивающая сила F, равная $k(i_{a1} - i_{a2})$, изменит знак. Это вызовет изменение фазы выходного напряжения на 180°.

Подумайте, как отразится изменение фазы напряжения на величине выходной мощности, и попытайтесь снова ответить на вопрос п. 3.4.1.

3.4.4. Вы, наверное, предположили, что при изменении фазы входного напряжения на 180° сеточное напряжение второй лампы станет положительным и ток ее, увеличившись, окажется равным току первой лампы. Тогда результирующая намагничивающая сила F, пропорциональная разности токов i_{a1} и i_{a2}, будет равна нулю, поэтому будут равны нулю выходное напряжение и мощность в нагрузке.

Но здесь вы не учли того, что при изменении фазы входного напряжения изменится также сеточное напряжение первой лампы, а, следовательно, и ее анодный ток.

Подумайте еще над вопросом, предложенным в п. 3.4.1 и выберите правильный ответ.

3.4.5. Схема двухтактного усилителя мощности с противофазным питанием анодных цепей приведена на рис.3.12.

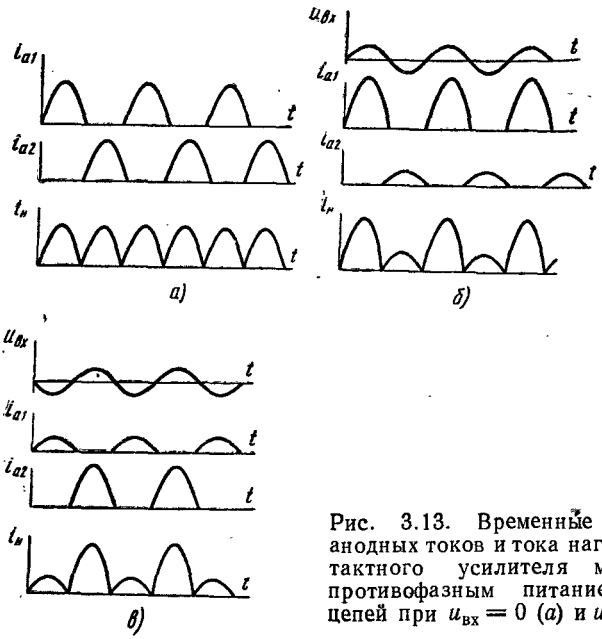


Рис. 3.13. Временные диаграммы анодных токов и тока нагрузки двухтактного усилителя мощности с противофазным питанием анодных цепей при $u_{вх} = 0$ (*а*) и $u_{вх} \neq 0$ (*б*, *в*)

Питание анодных цепей этого усилителя осуществляется через трансформатор *Тр*. Анодные напряжения ламп $Л_1$ и $Л_2$ противофазны, т. е. в один полупериод переменного напряжения, когда анодное напряжение лампы $Л_1$ положительно, работает только эта лампа, а в другой полупериод положительным является анодное напряжение второй лампы, и работает только лампа $Л_2$.

Входные напряжения обеих ламп синфазны, поэтому входного трансформатора в этой схеме не требуется. Нагрузкой усилителя мощности с противофазным питанием анодных цепей обычно является управляющая обмотка двухфазного индукционного двигателя, подключаемая меж-

ду средней точкой обмотки трансформатора и заземленной шиной усилителя.

Двухфазный индукционный двигатель имеет две обмотки, расположенные под углом 90°; одна из них подключена к сети, а на другую подается управляющее напряжение. Направление вращения двигателя зависит от сдвига фаз этих напряжений. Если же на обмотки подано напряжение различных частот, то двигатель вращаться не будет.

При отсутствии входного напряжения ($u_{вх} = 0$) и полной симметрии схемы через нагрузку проходит ток (рис. 3.13, *а*), не имеющий составляющей, частота которой равна частоте напряжения питания $u_{пит}$. Если нагрузкой такого усилителя является управляющая обмотка двухфазного индукционного двигателя и по второй его обмотке, подключенной к сети, проходит ток с частотой, равной частоте напряжения питания $u_{пит}$, то вращающееся поле не образуется и двигатель вращаться не будет. Если на вход усилителя подается напряжение $u_{вх}$, которое находится в фазе с напряжением u_{a1} и в противофазе с напряжением u_{a2}, то при этом анодный ток i_{a1} лампы $Л_1$ увеличится, а анодный ток i_{a2} лампы $Л_2$ уменьшится (рис. 3.13, *б*). Ток нагрузки $i_н$, проходящий по управляющей обмотке двухфазного индукционного двигателя, будет иметь основную гармонику, частота которой равна частоте напряжения питания, и двигатель начнет вращаться.

При изменении фазы входного напряжения на 180° изменится на 180° и фаза тока, проходящего по управляющей обмотке двигателя (рис. 3.13, *в*), в результате чего двигатель будет вращаться в обратную сторону.

Достоинством усилителя с противофазным питанием анодных цепей является наличие в схеме только одного трансформатора. Недостатком можно считать присутствие постоянной составляющей в выходном напряжении и наличие выходного напряжения при $u_{вх} = 0$. В двухтактных усилителях мощности, питаемых переменным анодным напряжением, используются лучевые тетроды (например, 6П1П) и двойные триоды (например, 6Н8С и др.).

Вопрос. Как изменятся амплитуда и фаза основной гармоники выходного напряжения при изменении фазы входного напряжения на 90°?

1. Амплитуда основной гармоники выходного напряжения не изменится, изменится на 90° лишь ее фаза (п. 3.4.6).

2. Основная гармоника выходного напряжения станет равной нулю (п. 3.4.10).

3. Амплитуда основной гармоники выходного напряжения станет меньше, а фаза останется неизменной (п. 3.4.11).

3.4.6. Давайте разберемся в Вашем ответе. Для простоты условимся считать, что в те полупериоды, когда анодное напряжение лампы положительно, ток через лампу может проходить только при положительном потенциале сетки, т. е. будем полагать, что анодный ток лампы при отрицательном входном сигнале пренебрежимо мал.

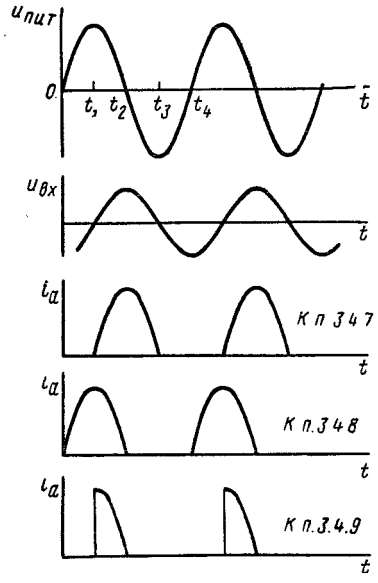


Рис. 3.14. К вопросу п. 3.4.6

Вопрос. Какова будет форма проходящего через лампу тока, если фаза входного напряжения $u_{вх}$ сдвинута на 90° относительно напряжения питания (см. временные диаграммы рис. 3.14)?

1. См. п. 3.4.7.
2. См. п. 3.4.8.
3. См. п. 3.4.9.

3.4.7. Вы правильно считаете, что ток в анодной цепи лампы проходит только в те интервалы времени, когда входное напряжение положительно. При этом следует помнить, что ток в лампе может проходить только при положительном анодном напряжении. В выбранном Вами ответе ток проходит при отрицательном напряжении $u_{пит}$ (в интервале t_2, t_3).

Таким образом, Ваш ответ неверен. Попытайтесь еще раз ответить на вопрос п. 3.4.6.

3.4.8. Сравнивая выбранный ответ с временно́й диаграммой, показанной на рис. 3.13, *б*, нетрудно убедиться, что анодный ток лампы от сдвига фазы входного напряжения не изменился. В то же время из рис. 3.14 видно, что входное напряжение в интервале времени от 0 до t_1 отрицательно, следовательно, ток в этом интервале должен быть значительно меньше, чем в интервале t_1, t_2.

Попытайтесь еще раз ответить на вопрос, предложенный в п. 3.4.6.

3.4.9. Вы правы. Действительно, в интервале времени от 0 до t_1 анодного тока не будет вследствие того, что входное напряжение отрицательно, а в интервале времени t_1, t_2 он будет проходить. В интервале времени t_2, t_4 тока нет, так как анодное напряжение отрицательно. Следовательно, анодный ток ламп при изменении фазы входного напряжения на 90° изменяется. Можно легко проверить, что при этом изменяется и амплитуда основной гармоники выходного напряжения, поэтому ответ 3.4.6, соответствующий тому, что основная гармоника выходного напряжения не изменяется с изменением фазы входного напряжения на 90°, неверен.

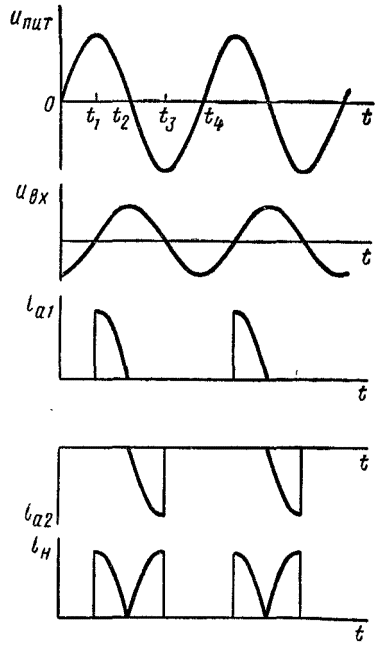


Рис. 3.15. К комментарию п. 3.4.10, 3.4.11

3.4.10. Вы совершенно правы. Давайте определим основную гармонику выходного напряжения. Форма тока, проходящего в цепи нагрузки, имеет вид, показанный на рис. 3.15.

В интервалы времени 0, t_1 и t_3, t_4 обе лампы заперты отрицательным входным напряжением и тока нет. В интервале времени t_1, t_2 ток проходит через лампу $Л_1$, а в интервале t_2, t_3— через лампу $Л_2$. Считая, что в каждом интервале ток изменяется в соответствии с определенной частью синусоиды, нетрудно проверить, что в кривой тока, проходящего в нагрузке, основная гармоника отсутствует. Таким образом, усилитель мощности с питанием анодных цепей переменным напряжением оказывается фазочувствительным. При изменении фазы входного сигнала на 180° фаза основной гармоники выходного напряжения также изменяется на 180°. Входное напряжение, сдвинутое на 90° относительно напряжения питания, не усиливается таким усилителем, т. е. основная гармоника выходного

напряжения отсутствует, если сдвиг между входным напряжением и напряжением питания составляет 90°. Можно показать, что при изменении фазы между напряжениями $u_{пит}$ и $u_{вх}$ от 0 до 90° амплитуда основной гармоники выходного напряжения уменьшается от максимального значения до нуля. Следовательно, всевозможные изменения фазы входного напряжения могут оказывать существенное влияние на работу усилителей мощности с питанием анодных цепей переменным напряжением.

Переходите к § 3.5.

3.4.11. Вы правы, считая, что основная гармоника выходного напряжения уменьшится. Но как? На рис. 3.15 приведены временны́е диаграммы, иллюстрирующие работу усилителя мощности при сдвиге фаз в 90° между напряжением питания и входным напряжением. При построении этих диаграмм предполагалось, что отрицательное входное напряжение очень велико и полностью запирает лампу, а нелинейность характеристик ламп не учитывалась, поэтому в отрицательные полупериоды входного напряжения лампа заперта, а в положительные открыта, и ток, проходящий через нее, определяется анодным напряжением. Поэтому ток в каждой лампе принят изменяющимся в соответствующие интервалы времени по синусоидальному закону. Тогда, как видно из диаграмм рис. 3.15, в интервале времени t_1, t_2 ток нагрузки $i_н = I_{нm}\sin\omega t$, а в интервале времени t_2, t_3 ток $i_н = -I_{нm}\sin\omega t$. Вычисляя коэффициенты a_n и b_n разложения в ряд Фурье, получим

$$a_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} i_н \cos\omega t\, d(\omega t) = \frac{1}{\pi}\int_{\pi/2}^{\pi} I_{нm}\sin\omega t\cos\omega t\, d(\omega t) +$$

$$+\frac{1}{\pi}\int_{\pi}^{3/2\pi}(-I_{нm}\sin\omega t\cos\omega t)\, d(\omega t) = 0,$$

$$b_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} i_н \sin\omega t\, d(\omega t) = \frac{1}{\pi}\int_{\pi/2}^{\pi} I_{нm}\sin^2\omega t\, d(\omega t) +$$

$$+\frac{1}{\pi}\int_{\pi}^{3/2\pi}(-I_{нm}\sin^2\omega t)\, d(\omega t) = 0.$$

Таким образом, основная гармоника выходного напряжения при сдвиге фаз в 90° между напряжением питания и входным напряжением равна нулю.

Теперь, когда Вам ясен ответ на поставленный вопрос, можно прочесть объяснения к правильному ответу в п. 3.4.10.

§ 3.5. Обратные связи в усилителях

3.5.1. Воздействие выходной величины устройства на входную, вызывающее изменение выходной величины, называют обратной связью. В усилителях это воздействие заключается в том, что часть выходного сигнала (или весь сигнал) с помощью четырехполюсника, называемого звеном, или цепью обратной связи, подается на вход.

Обратные связи в усилителях либо создаются специально, либо возникают самопроизвольно. Обратные связи, возникающие самопроизвольно, называются паразитными обратными связями.

Если при наличии обратной связи входной сигнал $u_{вх}$ складывается с сигналом обратной связи $u_{о.с}$, в результате чего сигнал на входе возрастает, то такую обратную связь называют положительной. Если после введения обратной связи величины входного и выходного сигналов уменьшаются, что вызывается вычитанием сигнала обратной связи $u_{о.с}$ из входного сигнала $u_{вх}$, то такая обратная связь называется отрицательной.

Следует различать обратные связи по напряжению и по току. Обратная связь по напряжению характерна тем, что сигнал обратной связи пропорционален выходному напряжению усилителя. На рис. 3.16 изображены блок-схема и принципиальная схема усилителя с обратной связью по напряжению.

Звеном обратной связи здесь является делитель R_1R_2. Напряжение обратной связи, снимаемое с резистора R_2, пропорционально выходному напряженню.

Блок-схема и принципиальная схема усилителя с обратной связью по току приведены на рис. 3.17. Напряжение обратной связи, снимаемое с резистора R' ($R' \ll R_н$), пропорционально выходному току.

В зависимости от способа подачи напряжения обратной связи во входную цепь обратные связи подразделяются на последовательные и параллельные. При последовательной обратной связи напряжение обратной связи вводится после-

довательно с входным напряжением. Если же напряжение обратной связи подается по отношению к входному напряжению параллельно, то такая обратная связь называется параллельной.

Звено обратной связи характеризуется коэффициентом

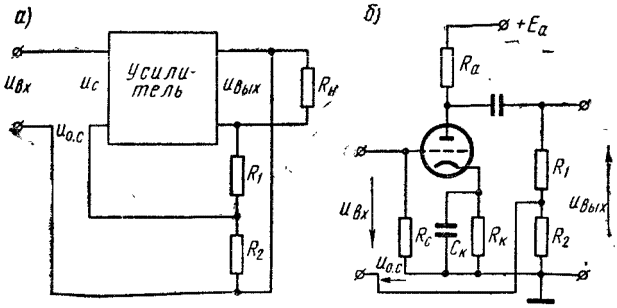


Рис. 3.16. Блок-схема (*а*) и принципиальная схема (*б*) усилителя с обратной связью по напряжению

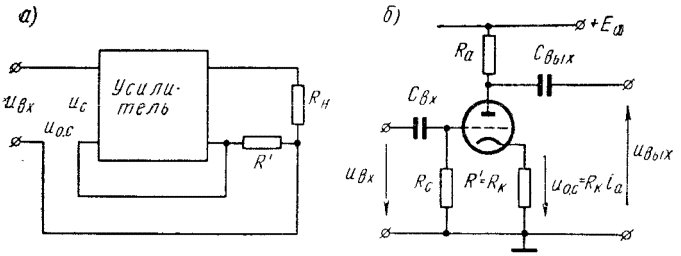


Рис. 3.17. Блок-схема (*а*) и принципиальная схема (*б*) усилителя с обратной связью по току

передачи $\dot{\beta}$, равным отношению напряжения обратной связи к выходному напряжению усилителя

$$\dot{\beta} = \frac{\dot{U}_{о.с}}{\dot{U}_{вых}}$$

и называется коэффициентом обратной связи.

Вопрос. Какой вид обратной связи имеет место в катодном повторителе, схема которого приведена на рис. 3.18?

1. Отрицательная обратная связь по току (п. 3.5.2).
2. Положительная обратная связь по току (п. 3.5.3).

3. Отрицательная обратная связь по напряжению (п. 3.4.4).

4. Положительная обратная связь по напряжению (п. 3.5.5).

3.5.2. Предположив, что по резистору $R_к$ и лампе, которые включены последовательно, проходит один и тот же ток, Вы заключили, что напряжение обратной связи, создаваемое проходящим по резистору $R_к$ током, пропорционально величине тока и, следовательно, обратная связь является обратной связью по току. Из того что напряжение на резисторе $R_к$ вычитается из входного напряжения, Вы решили, что обратная связь отрицательная.

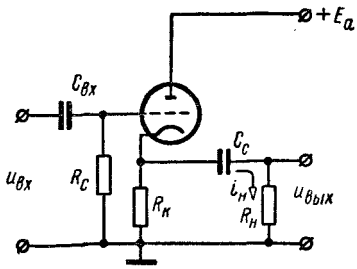


Рис. 3.18. К вопросу п. 3.5.1

Но Вы не учли того, что ток в резисторе $R_к$ ие является током иагрузки. Из схемы рис. 3.18 видно, что ток нагрузки проходит через конденсатор C_c и резистор $R_н$, являющийся нагрузкой катодного повторителя. Напряжение обратной связи, равное падению напряжения на резисторе $R_к$, оказывается пропорциональным выходному напряжению, а не току нагрузки.

Ваш ответ неверен. Попытайтесь еще раз ответить на поставленный вопрос.

3.5.3. Вы неправы. Обратная связь в катодном повторителе не является положительной обратной связью по току. Напряжение обратиой связи по току должно быть пропорционально току нагрузки, т. е. это напряжение должно создаваться падением напряжения на некотором резисторе, включенном последовательно с резистором нагрузки $R_н$. В данном же случае резистор $R_к$, с которого снимается напряжение обратной связи, не включен последовательно в цепь нагрузки.

Для того чтобы правильно ответить на вопрос, Вам нужно посмотреть, является ли обратная связь положительной или отрицательной, а это можно определить, проверив, возрастает или уменьшается сигнал на входе при подаче напряжения обратной связи.

3.5.4. Вы правы. Действительно, в катодном повторителе имеет место отрицательная обратная связь по напряжению,

потому что напряжение обратной связи, снимаемое с резистора $R_к$ (без учета падения напряжения на конденсаторе $C_с$), и напряжение $u_н$ нагрузки равны. Для контура, состоящего из резисторов $R_с$, $R_к$ и промежутка сетка — катод лампы, можно записать уравнение, составленное по второму закону Кирхгофа:

$$u_{ск} = u_{вх} - u_{R_к}. \qquad (3.8)$$

Из уравнения (3.8) видно, что напряжение между сеткой и катодом, являющееся входным сигналом для данного каскада, равно разности входного напряжения и напряжения обратной связи, т. е. согласно определению в схеме имеет место отрицательная обратная связь.

Переходите к п. 3.5.6.

3.5.5. Совершенно правильно считая, что катодный повторитель охвачен обратной связью по напряжению, Вы ошибочно считаете ее положительной. Давайте посмотрим, складывается ли напряжение обратной связи с входным напряжением или вычитается из него. По второму закону Кирхгофа напряжение $u_{ск}$, приложенное между сеткой и катодом, равно разности входного напряжения $u_{вх}$ и напряжения на резисторе $R_к$:

$$u_{ск} = u_{вх} - u_{R_к}. \qquad (3.8а)$$

Но напряжение на резисторе $R_к$, равное напряжению нагрузки, и есть напряжение обратной связи $u_{о.с}$. Таким образом, в катодном повторителе напряжение обратной связи вычитается из входного напряжения, уменьшая его.

Теперь Вы легко ответите на предложенный в п. 3.5.1 вопрос.

3.5.6. Обратная связь оказывает существенное влияние на характеристики усилителя, в частности, на коэффициент усиления.

Для входной цепи усилителя (см. рис. 3.16) можно составить следующее уравнение:

$$u_с = u_{вх} + u_{о.с}. \qquad (3.9)$$

С учетом выражения для коэффициента обратной связи $\dot{\beta} = \dfrac{\dot{U}_{о.с}}{\dot{U}_{вых}}$ уравнение (3.9) можно переписать в виде

$$u_{вх} = u_с - u_{о.с} = u_с - \dot{\beta} u_{вых}. \qquad (3.10)$$

Для усилителя без обратной связи $\dot{U}_{вх} = \dot{U}_с$, поэтому коэффициент усиления усилителя без обратной связи

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{U}_с}. \qquad (3.11)$$

Коэффициент усиления усилителя с обратной связью

$$\dot{K}_{о.с} = \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{U}_с - \dot{\beta}\,\dot{U}_{вых}}. \qquad (3.12)$$

Поделив в последнем выражении числитель и знаменатель на $\dot{U}_с$, получим

$$\dot{K}_{о.с} = \frac{\dfrac{\dot{U}_{вых}}{\dot{U}_с}}{1 - \dot{\beta}\dfrac{\dot{U}_{вых}}{\dot{U}_с}} = \frac{\dot{K}}{1 + \dot{\beta}\,\dot{K}}. \qquad (3.13)$$

Согласно выражению (3.10) при $\dot{\beta} = -1$ напряжение обратной связи вычитается из входного напряжения, т. е. имеет место отрицательная обратная связь. В этом случае, считая коэффициент усиления усилителя без обратной связи действительной величиной, из (3.13) найдем коэффициент усиления усилителя с отрицательной обратной связью:

$$K_{о.с-} = \frac{K}{1 + \beta K}. \qquad (3.14)$$

Из этого выражения следует, что введение отрицательной обратной связи вызывает уменьшение коэффициента усиления усилителя в $(1 + \beta K)$ раз.

Аналогично можно определить коэффициент усиления усилителя, охваченного положительной обратной связью (в этом случае $\dot{\beta} = 1$):

$$K_{о.с+} = \frac{K}{1 - \beta K}. \qquad (3.14а)$$

Введение положительной обратной связи, как видно из выражения (3.14а), увеличивает коэффициент усиления усилителя. Однако положительная обратная связь в электронных усилителях практически не применяется, так как

при этом, как будет показано ниже, характеристики усилителя значительно ухудшаются. При $\beta K = 1$ коэффициент усиления $K_{о.с}$ становится равным бесконечности. В гл. 5 будет показано, как положительная обратная связь используется в автогенераторах.

Вопрос. Изменится ли вид частотной характеристики усилителя, если он будет охвачен отрицательной обратной связью по напряжению?

1. Вид частотной характеристики не изменится (п. 3.5.7).
2. Полоса пропускания усилителя станет у́же (п. 3.5.8).
3. Полоса пропускания усилителя станет шире (п. 3.5.9).

3.5.7. Согласно формуле (3.14) введение отрицательной обратной связи уменьшает коэффициент усиления усилителя в $(1 + \beta K)$ раз. Но это уменьшение будет различно для области нижних, средних и высших частот, потому что величина коэффициента усиления K различна для этих частот.

Вам нужно по частотной характеристике, показанной на рис. 2.8, определить, как изменяется коэффициент усиления усилителя без обратной связи от частоты, и после этого с помощью формулы (3.14) уяснить, как изменяется коэффициент усиления усилителя, охваченного отрицательной обратной связью, в области нижних, средних и высших частот.

Определив зависимость коэффициента усиления от частоты, можно легко найти правильный ответ на вопрос п. 3.5.6.

3.5.8. Вы решили, что благодаря введению отрицательной обратной связи коэффициент усиления в области высших и низших частот уменьшится, и поэтому неравномерность частотной характеристики станет больше. Но ведь снижение усиления произойдет и на средних частотах, так что величина коэффициента усиления K_0 также изменится. Вам следует подумать, будет ли уменьшение усиления одинаково на различных частотах. Для этого можно воспользоваться формулой (3.14) и определить, где больше будет изменение коэффициента усиления: в области низших, средних или высших частот.

После этого Вам нетрудно будет ответить на вопрос п. 3.5.6.

3.5.9. Действительно, частотная характеристика становится более равномерной, т. е. снижение усиления в области низших и высших частот уменьшается. Это можно пояснить с помощью выражения (3.14) для коэффициента

усиления усилителя, охваченного отрицательной обратной связью. Если усилитель охвачен отрицательной обратной связью, то его коэффициенты усиления на средних $K_{о.с}$, а также на граничных $K_{о.с.н}$ и $K_{о.с.\ в}$ частотах соответственно равны:

$$K_{о.\,с} = \frac{K_0}{1 + \beta K_0},$$

$$K_{о.\,с.\,н} = \frac{K_н}{1 + \beta K_н}, \qquad (3.15)$$

$$K_{о.\,с.\,в} = \frac{K_в}{1 + \beta K_в}.$$

Поскольку $(1 + \beta K_н) < (1 + \beta K_0)$ и $(1 + \beta K_в) < (1 + \beta K_0)$, снижение усиления на низших и высших

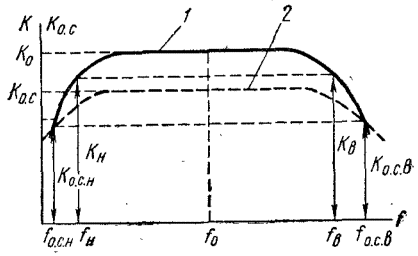


Рис. 3.19. Частотные характеристики усилителя:
1 — без обратной связи; *2* — с отрицательной обратной связью

частотах будет меньше, чем на средних частотах. Поэтому частотная характеристика усилителя, охваченного отрицательной обратной связью, будет более равномерной, а следовательно, его полоса пропускания станет шире. Таким образом, при введении отрицательной обратной связи частотная характеристика усилителя улучшается (рис. 3.19), что выражается в расширении горизонтального участка частотной характеристики.

Переходите к п. 3.5.10.

3.5.10. Кроме улучшения частотной характеристики, введение отрицательной обратной связи повышает стабильность коэффициента усиления и снижает нелинейные искажения.

Для оценки стабильности коэффициента усиления усилителя с обратной связью следует определить его относи-

тельное изменение: $\delta K_{\text{о. с}} = \frac{\Delta K_{\text{о. с}}}{K_{\text{о. с}}}$. Приращение $\Delta K_{\text{о.с}}$ для усилителя с отрицательной обратной связью можно найти следующим образом:

$$\Delta K_{\text{о. с}} = \frac{dK_{\text{о. с}}}{dK}\Delta K = \frac{d\left(\frac{K}{1+\beta K}\right)}{dK}\Delta K = \frac{\Delta K}{(1+\beta K)^2}. \quad (3.16)$$

Относительное изменение коэффициента усиления усилителя с отрицательной обратной связью равно

$$\delta K_{\text{о. с}-} = \frac{\Delta K_{\text{о. с}}}{K_{\text{о. с}}} = \frac{\frac{\Delta K}{K}}{1+\beta K}. \quad (3.17)$$

Отсюда видно, что всякое изменение коэффициента усиления ослабляется действием отрицательной обратной связи в $(1 + \beta K)$ раз.

Если $\beta K \gg 1$ (случай глубокой обратной связи), то

$$K_{\text{о. с}} = \frac{K}{1+\beta K} \approx \frac{1}{\beta}. \quad (3.18)$$

Это выражение показывает, что при глубокой отрицательной обратной связи коэффициент усиления усилителя $K_{\text{о.с}}$ не зависит от коэффициента усиления K, т. е. не зависит от всех причин, вызывающих изменение режима усиления.

Аналогично можно показать, что в случае положительной обратной связи стабильность коэффициента усиления ухудшается:

$$\delta K_{\text{о. с}+} = \frac{\frac{\Delta K}{K}}{1-\beta K}. \quad (3.19)$$

Уменьшение нелинейных искажений при введении отрицательной обратной связи можно объяснить следующим образом. При большом входном напряжении в усилителе без обратной связи, помимо основной гармоники, в выходном напряжении из-за нелинейных искажений появляются высшие гармоники. При введении отрицательной обратной связи напряжения этих гармоник через звено обратной связи подаются на вход усилителя. Усиленные напряжения высших гармоник вычитаются из выходного напряжения

усилителя, так как благодаря действию отрицательной обратной связи они будут поступать в противофазе с напряжением гармоник, появляющихся вследствие нелинейных искажений усилителя. Таким образом, содержание гармоник при той же величине выходного напряжения уменьшится, а следовательно, искажения усиливаемого напряжения в усилителе с отрицательной обратной связью будут меньше.

Обратная связь оказывает существенное влияние на величину входного и выходного сопротивлений усилителя. Входное сопротивление усилителя с отрицательной обратной связью можно определить, если составить уравнение, исходя из выражения (3.10) и учитывая, что $u_c = R_{вх} i_{вх}$, а $u_{вх} = R_{вх.\ о.с}\, i_{вх}$, где $i_{вх}$ — ток, проходящий во входной цепи усилителя; $R_{вх}$ — входное сопротивление усилителя без обратной связи; $R_{вх.\ о.с}$ — входное сопротивление усилителя с обратной связью. Принимая во внимание, что $u_{вых} = K u_c$, выражение (3.10) можно переписать в виде

$$R_{вх.\ о.\ с}\, i_{вх} = R_{вх}\, i_{вх} (1 + \beta K). \qquad (3.20)$$

Таким образом, входное сопротивление усилителя за счет введения отрицательной связи увеличивается в $(1 + \beta K)$ раз:

$$R_{вх.\ о.\ с} = R_{вх} (1 + \beta K). \qquad (3.21)$$

Нетрудно получить выражение для выходного сопротивления усилителя с отрицательной обратной связью по напряжению:

$$R_{вых.\ о.\ с} = \frac{R_{вых}}{1 + \beta K}, \qquad (3.22)$$

из которого видно, что при введении отрицательной обратной связи по напряжению выходное сопротивление усилителя уменьшается в $(1 + \beta K)$ раз.

До сих пор мы рассматривали обратные связи, которые создаются в усилителях специально. Ниже будут рассмотрены обратные связи (называемые паразитными), которые возникают в усилителе самопроизвольно и очень часто существенно ухудшают его работу.

Вопрос. Осуществляется ли обратная связь в усилительном каскаде с анодной нагрузкой через междуэлектродную емкость $C_{са}$? Если да, то какой вид обратной связи имеет место в этом случае?

1. Обратной связи нет (п. 3.5.11).

2. Отрицательная обратная связь по напряжению (п. 3.5.12).

3. Положительная обратная связь по напряжению (п. 3.5.13).

3.5.11. Вспомнив выражение для коэффициента усиления [см. формулу (1.10)], Вы, очевидно, решили, что, поскольку емкость C_{ca} не входит в это выражение, коэффициент усиления не зависит от величины этой емкости. Отсюда Вы, наверное, и заключили, что никакой обратной связи через эту емкость не осуществляется. Но не надо забывать, что по формуле (1.10) определяется коэффициент усиления одного усилительного каскада без учета влияния соединительных цепей и междуэлектродных емкостей. Емкость C_{ca}, показанная на рис. 1.16, соединяет анод лампы с ее сеткой, и через эту емкость может осуществляться передача переменной составляющей анодного напряжения на сетку, т. е. обратная связь. Какой вид обратной связи имеет место в данном случае, зависит от того, увеличивает или уменьшает напряжение обратной связи входной сигнал.

Разобравшись в этом, Вы легко ответите на вопрос п. 3.5.10.

3.5.12. Совершенно правильно. Через междуэлектродную емкость C_{ca} осуществляется отрицательная обратная связь по напряжению. Как было показано в п. 1.2.13, анодное напряжение находится в противофазе с входным, поэтому напряжение обратной связи, являющееся частью выходного напряжения, вычитается из входного, уменьшая его. Это и означает, что в схеме имеет место отрицательная обратная связь.

Очевидно, доля выходного напряжения, поступающая в качестве напряжения обратной связи во входную цепь, зависит от величины сопротивления емкости C_{ca}. Чем меньше это сопротивление, тем сильнее влияние выходной цепи на входную. Но величина емкостного сопротивления, равная $\frac{1}{\omega C_{ca}}$, уменьшается с ростом частоты ω, поэтому, влияние отрицательной обратной связи будет сильнее в области более высоких частот. Коэффициент усиления усилительного каскада на высоких частотах уменьшается из-за влияния отрицательной обратной связи. Во избежание этого необходимо использовать лампы, величина проходной емкости C_{ca} которых меньше, т. е. тетроды и пентоды.

Переходите к п. 3.5.14.

3.5.13. Вы ошиблись, приняв паразитную обратную связь, осуществляемую через емкость C_{ca}, за положительную. Рассмотрим этот вопрос подробнее. Как указывалось, обратная связь называется положительной, если входной сигнал складывается с сигналом обратной связи, в результате чего сигнал на входе и выходе возрастает.

При подаче на вход усилительного каскада положительной полуволны синусоидального напряжения анодный ток лампы возрастает. Из-за увеличения же падения напряжения на резисторе анодной нагрузки R_a потенциал анода уменьшается. Таким образом, когда на вход усилительного каскада подается положительная полуволна напряжения, на выходе получается отрицательная полуволна, т. е. входное и выходное напряжения находятся в противофазе, и при сложении их во входной цепи результирующее напряжение будет не увеличиваться, а уменьшаться.

Прочтите пояснения к правильному ответу в п. 3.5.12.

3.5.14. Если в усилителе имеет место слабая положительная обратная связь, то ухудшение его работы выражается в увеличении частотных и нелинейных искажений. Когда же в усилителе появляется сильная паразитная положительная обратная связь, усилитель может самовозбудиться, т. е. при отсутствии входного напряжения может появиться выходное. Причин для появления паразитных обратных связей может быть несколько:

1) паразитная связь между каскадами через цепи анодного питания;

2) емкостная (электростатическая) связь, обусловленная паразитными емкостями между выходом и входом усилителя;

3) магнитная (индуктивная) связь, появляющаяся при близком расположении входных и выходных трансформаторов усилителя.

Паразитная обратная связь между каскадами через цепи анодного питания возникает обычно в многокаскадном усилителе, все каскады которого питаются от одного источника питания (рис. 3.20).

Источником питания анодных цепей обычно является выпрямитель, обладающий внутренним сопротивлением $r_{вн}$. Переменные составляющие анодных токов всех ламп, проходя по сопротивлению $r_{вн}$, вызывают на нем падение напряжения $u_п$. Это напряжение попадает через анодные резисторы R_a и разделительные конденсаторы C_c в сеточные цепи усилительных каскадов.

Наиболее опасным является воздействие напряжения $u_п$ на первый каскад усилителя, так как выходное напряжение этого каскада усиливается последующими каскадами, еще больше увеличивая напряжение $u_п$, которое вновь воз-

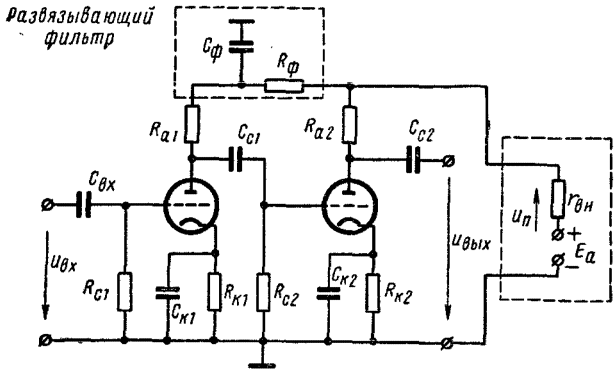


Рис. 3.20. Схема усилителя с развязывающим фильтром

действует на первый каскад усилителя, и т. д. Таким образом, между каскадами возникает паразитная обратная связь, которая может привести к неустойчивой работе усилителя. Для устранения такого вида паразитной обратной связи между каскадами усилителя включают Г-образные фильтры $R_ф$ $C_ф$ (см. рис. 3.20), получившие название развязывающих фильтров. Емкостное сопротивление в этом фильтре должно быть много меньше сопротивления резистора $R_ф$.

Так как $x_{C_ф} \ll R_ф$, то напряжение $u_п$ (рис. 3.21), которое в основном распределяется между $R_ф$ и $C_ф$, будет почти полностью падать на резисторе $R_ф$ и практически не попадет в анодную цепь первого каскада.

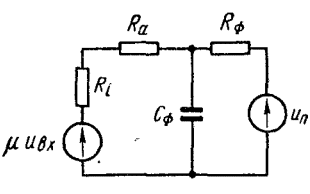


Рис. 3.21. Эквивалентная схема усилителя с развязывающим фильтром

Примером емкостной паразитной обратной связи может служить рассмотренная в п. 3.5.12 связь через проходную емкость $C_{са}$.

Паразитная индуктивная связь обычно проявляется при близком расположении катушек индуктивности и трансформаторов. Устранение этого вида об-

ратной связи достигается в основном методами конструктивного характера. Так, например, катушки индуктивности и трансформаторы помещаются в специальные экраны.

Вопрос. Осуществляется ли обратная связь, и если да, то какая, через цепь R_1C_2 в схеме, приведенной на рис. 3.22?

1. Отрицательная обратная связь по напряжению (п. 3.5.15).

2. Положительная обратная связь по напряжению (п. 3.5.16).

3. Обратной связи нет (п. 3.15.17).

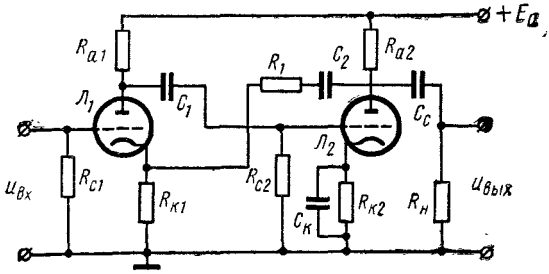


Рис. 3.22. К вопросу п. 3.5.14

3.5.15. Вы выбрали правильный ответ. Рассмотрим подробнее действие цепи обратной связи. Предположим, что на вход усилителя подано синусоидальное напряжение. После усиления в первом усилительном каскаде фаза этого напряжения изменится на 180°, т. е. на вход второго каскада будет подано напряжение, отличающееся по фазе на 180° от входного напряжения. Во втором каскаде также произойдет изменение фазы сигнала на 180°, и на нагрузочном резисторе $R_н$ будет напряжение одинаковой фазы с входным напряжением. Выходное напряжение подается через цепь обратной связи в катодную цепь первого усилительного каскада. Пренебрегая падением напряжения на конденсаторе C_2, можно считать, что напряжение обратной связи, поступающее на катод этого каскада, равно

$$U_{о.с} = U_{вых} \frac{R_{к1}}{R_1 + R_{к1}}. \qquad (3.23)$$

Вследствие того что это напряжение находится в фазе с входным напряжением, напряжение между сеткой и ка-

тодом лампы $Л_1$ равно разности входного напряжения и напряжения обратной связи. Таким образом,

$$u_с = u_{вх} - u_{о.с}, \qquad (3.24)$$

т. е. согласно определению усилитель охвачен отрицательной обратной связью.

Следует заметить, что в рассматриваемом усилителе отрицательная обратная связь возникает за счет появления переменного напряжения на резисторе $R_{к1}$ от тока первой лампы, что приводит к снижению усиления. Обычно в усилителях параллельно этому резистору подключается конденсатор $C_к$, но в данном случае этого сделать нельзя, так как включение конденсатора зашунтировало бы цепь R_1C_2, через которую поступает напряжение обратной связи с выхода усилителя.

Переходите к § 3.6.

3.5.16. Давайте разберемся подробнее. Как Вы помните, при усилении напряжения каскадом с анодной нагрузкой фаза усиливаемого напряжения изменяется на 180°. В рассматриваемой схеме после усиления двухкаскадным усилителем выходное напряжение будет находиться в фазе с входным напряжением. Напряжение обратной связи подается через цепь R_1C_2 на резистор $R_{к1}$. Таким образом, потенциал катода изменяется в фазе с потенциалом сетки, а напряжение, приложенное между сеткой и катодом лампы, равно разности входного напряжения и напряжения обратной связи, т. е. обратная связь оказывается не положительной, а отрицательной.

Прочтите пояснения к правильному ответу в п. 3.5.15.

3.5.17. Вы правы, считая, что, если напряжение с выхода не поступает во входную цепь, то обратной связи нет. Но давайте разберемся, будет ли существовать обратная связь в рассматриваемой схеме. Выходное напряжение через цепь R_1C_2 подается на резистор $R_{к1}$. Напряжение, приложенное между сеткой и катодом лампы, оказывается равным разности входного напряжения и части выходного напряжения, выделяющегося на резисторе $R_{к1}$. Таким образом, величина входного напряжения зависит от выходного напряжения, т. е. в схеме имеет место обратная связь.

Теперь Вам необходимо решить, какой это вид обратной связи, и выбрать правильный ответ в п. 3.5.14.

§ 3.6. Усилители медленно изменяющихся сигналов

3.6.1. В различных измерительных устройствах, а также в схемах автоматики часто возникает необходимость усиления сигналов очень низких частот, порядка долей герца. Используемые для этих целей усилители называются усилителями медленно изменяющихся сигналов, или усилителями постоянного тока, сокращенно УПТ. В многокаскадных усилителях постоянного тока для связи между каскадами не могут служить реактивные элементы связи (конденсаторы, трансформаторы), поэтому для этой цели используются резисторы. Такая связь между каскадами часто называется гальванической, а усилители постоянного тока—усилителями с гальванической связью.

Как и в усилителях с резисторно-емкостной и трансформаторной связями между каскадами, характеристики усилителя постоянного тока должны отвечать ряду требований: при отсутствии входного сигнала должен отсутствовать ток в нагрузке; при изменении знака входного сигнала должен изменять направление и ток нагрузки. Для выполнения этих условий необходимо отделить полезный выходной сигнал от постоянных составляющих тока и напряжения лампы или полупроводникового триода. В усилителях постоянного тока отделение постоянных составляющих, как правило, производится компенсационным методом.

Вопрос. Изменится ли вид частотной характеристики усилителя постоянного тока в результате замены реактивных элементов связи гальваническими? Какой вид будет иметь частотная характеристика усилителя постоянного тока?

1. Кривая *1* на рис. 3.23 (п. 3.6.2).
2. Кривая *2* на рис. 3.23 (п. 3.6.3).
3. Кривая *3* на рис. 3.23 (п. 3.6.4).

3.6.2. Вы правильно считаете, что усилитель постоянного тока должен усиливать самые низкие частоты, т. е. характеристика не имеет спада на низких частотах. Отсутствие реактивных элементов дает возможность усиления сигналов постоянного тока. Но почему на частотах уже в несколько герц начинается резкий спад характеристики? Из анализа частотных характеристик усилителей с резисторно-емкостной связью известно, что в области высоких частот емкостные сопротивления конденсаторов связи становятся весьма малыми, и их влиянием можно пренебречь. Уменьшение коэффициента усиления в области высо-

ких частот зависит от междуэлектродных емкостей усилительных ламп, а не от соединительных элементов. Казалось бы то же самое должно быть и в усилителях постоянного тока.

Вернитесь к п. 3.6.1 и выберите правильный ответ.

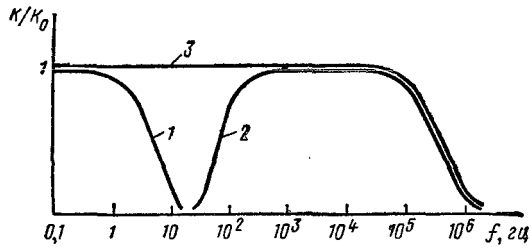


Рис. 3.23. К вопросу п. 3.6.1

3.6.3. Вы считаете, что частотная характеристика усилителя постоянного тока практически не отличается от частотной характеристики усилителя с резисторно-емкостной связью. Вспомним, чем вызвано снижение коэффициента усиления в области нижних частот. Эквивалентная схема усилительного каскада для области нижних частот приведена на рис. 2.6. Из анализа этой схемы видно, что с уменьшением частоты сопротивление конденсатора C_c, а следовательно, и падение напряжения на нем возрастают, а выходное напряжение уменьшается, вследствие чего уменьшается и коэффициент усиления усилителя.

В п. 3.6.1 было указано, что для усиления медленно изменяющихся сигналов связи в УПТ должны выполняться с помощью резисторов, т. е. из схемы необходимо удалить конденсаторы, которые вызывают снижение усиления в области нижних частот. Такое изменение схемы усилителя должно существенным образом повлиять на вид частотной характеристики усилителя.

Попытайтесь еще подумать над предложенным вопросом.

3.6.4. Вы правильно указали вид частотной характеристики усилителя постоянного тока. Действительно, благодаря отсутствию конденсаторов связи между каскадами частотная характеристика не имеет завала в области нижних частот. В усилителях с резисторно-емкостной связью этот завал был обусловлен увеличением падения напряжения на конденсаторе C_c, так как сопротивление этого кон-

ценсатора увеличивается с уменьшением частоты. Для усиления сигналов постоянного тока в УПТ в качестве элементов связи использованы резисторы, поэтому в области низких и средних частот характеристика УПТ равномерна. В области высоких частот в усилителях постоянного тока фазовые сдвиги и частотные искажения появляются на тех частотах, на которых начинает сказываться, так же, как в усилителях с резисторно-емкостной связью, влияние междуэлектродных емкостей ламп. Таким образом, горизонтальный участок частотной характеристики УПТ, в отличие от характеристики усилителя с резисторно-емкостной связью, простирается до самых низких частот. Именно это и дает возможность усилителям постоянного тока усиливать медленно изменяющиеся сигналы.

Переходите к п. 3.6.5.

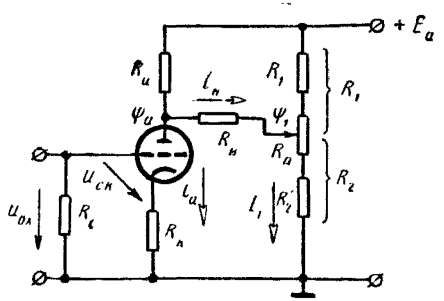


Рис. 3.24. Схема однокаскадного УПТ с одним источником питания

3.6.5. В усилителях постоянного тока возникают специфические трудности, связанные с отделением полезного сигнала от постоянных составляющих напряжения и тока, необходимых для работы лампы.

Простейшая схема УПТ с одним источником питания приведена на рис. 3.24.

В отличие от однокаскадных усилителей с резисторно-емкостной связью сопротивление нагрузки в нем включено между анодом лампы и средней точкой делителя $R_1 R_2$. Потенциал средней точки делителя φ_1 устанавливается равным постоянной составляющей анодного напряжения U_{a0}, так как при отсутствии входного сигнала ток нагрузки $i_н = 0$. Точная установка потенциала φ_1 производится с помощью переменного резистора $R_п$ (см. рис. 3.24).

При подаче входного сигнала изменяется ток лампы, что приводит к изменению напряжения на ее аноде и появлению тока в сопротивлении нагрузки. На рис. 3.25 приведена временна́я диаграмма, поясняющая работу такого усилителя.

Из диаграммы видно, что при отсутствии входного сигнала ($u_{вх} = 0$) в интервал времени $0 \leqslant t \leqslant t_1$ анодный ток лампы $i_а$ равен току покоя $I_{а0}$, а потенциал анода $\varphi_а$ равен

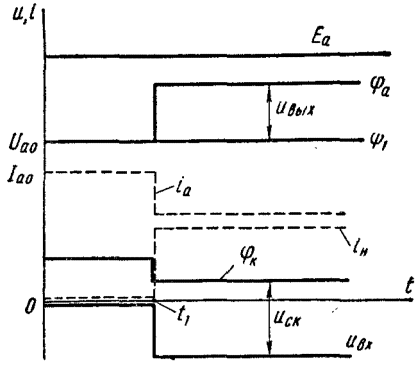


Рис. 3.25. Временна́я диаграмма напряжеиий и токов однокаскадиого УПТ с одним источником питания

потенциалу φ_1 средней точки делителя, так что разность потенциалов на зажимах нагрузки равна нулю и ток нагрузки отсутствует.

При подаче отрицательного входного сигнала ($u_{вх} < 0$) в интервал времени $t \geqslant t_1$ анодный ток лампы уменьшается ($i_а < I_{а0}$), потенциал $\varphi_а$ анода возрастает ($\varphi_а > U_{а0}$) и появляется выходное напряжение $u_{вых} = \varphi_а - \varphi_1$. При работе на линейном участке анодно-сеточной характеристики приращения анодного тока лампы и потенциала ее анода пропорциональны приложенному входному напряжению. Поэтому выходное напряжение пропорционально входному:

$$u_{вых} = Ku_{вх}. \qquad (3.25)$$

Следует отметить, что при изменении анодного тока лампы изменяется потенциал ее катода $\varphi_к$, на катодном резисторе $R_к$ появляется напряжение отрицательной обратной связи, вследствие чего величина входного сигнала,

равная напряжению между сеткой и катодом лампы, уменьшается:

$$u_{с к} = u_{вх} - R_к i_а. \qquad (3.26)$$

Подключение к цепочке автоматического смещения конденсатора $C_к$ (параллельно резистору $R_к$) привело бы к некоторому повышению коэффициента усиления в области средних частот, однако это вызвало бы значительные искажения частотной характеристики в области низших частот, являющейся основной рабочей областью усилителя постоянного тока.

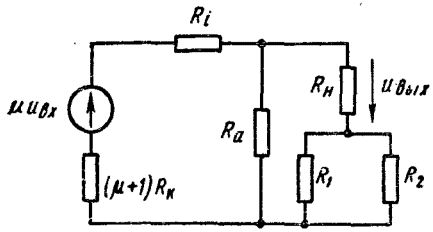


Рис. 3.26. Эквивалентная схема одно-каскадного УПТ

Параметры усилителя (коэффициент усиления, выходное сопротивление и т. д.) легко могут быть рассчитаны по его эквивалентной схеме (рис. 3.26).

Так, коэффициент усиления по напряжению при $R_н \gg R_а$

$$K_U = \frac{\mu R_а}{R_i + (\mu + 1) R_к + R_а}. \qquad (3.27)$$

Для того чтобы на резисторах R_1, R_2 не терялась заметная доля выходного напряжения, их сопротивление должно быть возможно меньшим. Однако при малых сопротивлениях этих резисторов по делителю будет проходить большой ток I_1 (см. рис. 3.24), который создается источником питания $E_а$ и нагружает его. При расчетах обычно выбирают ток делителя $I_1 = (2 — 10)I_{а0}$. Исходя из этого соотношения определяют сопротивление делителя R_1R_2. Сопротивления остальных резисторов ($R_а$, $R_с$ и $R_к$) рассчитывают так же, как и в усилителях с резисторно-емкостной связью.

3.6.6. Пример расчета однокаскадного усилителя постоянного тока, собранного на двойном триоде 6Н1П.

Исходные данные для расчета: $E_a = 240$ *в*, $\mu = 35$, $R_i = 8$ *ком*. Анодные характеристики лампы приведены на рис. 3.27.

Расчет производят в такой последовательности.

Выбирают сопротивление резистора R_a из условия $R_a = (2—4)R_i = 3\,R_i = 24$ *ком*.

Проводят линию нагрузки на анодных характеристиках лампы. Выбирают рабочую точку в середине линейного участка (см. рис. 3.27). В рабочей точке $I_{a0} = 4$ *ма*, $U_{a0} = 150$ *в* и $U_{c0} = -4$ *в*.

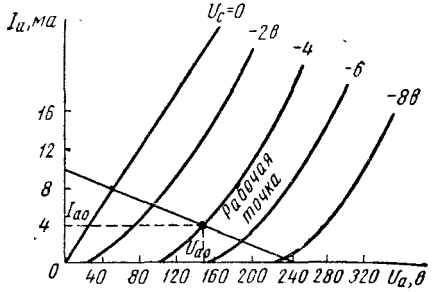


Рис. 3.27. Определение положения рабочей точки при расчете УПТ

Рассчитывают сопротивление резистора в катодной цепи лампы:

$$R_к = \frac{|U_{c0}|}{I_{a0}} = \frac{4}{4 \cdot 10^{-3}} = 1 \text{ ком}.$$

Выбирают сопротивление резистора $R_c = 500$ *ком*.

Для расчета сопротивлеиий делителя ток делителя принимают равным $I_1 = 5\,I_{a0} = 5 \cdot 4 = 20$ *ма* и находят

$$R_1 = \frac{E_a - U_{a0}}{I_1} = \frac{240 - 150}{20 \cdot 10^{-3}} = 4{,}5 \text{ ком},$$

$$R_2 = \frac{U_{a\,0}}{I_1} = \frac{150}{20 \cdot 10^{-3}} = 7{,}5 \text{ ком}.$$

Окончательно выбирают $R'_1 = 0{,}8R_1 = 3{,}6$ *ком*, $R'_2 = 0{,}8R_2 = 6$ *ком* и ставят подстроечный переменный резистор $R_п = (0{,}1 \div 0{,}3)\,(R_1 + R_2) = 0{,}2\,(R_1 + R_2) = 2{,}4$ *ком*.

Определяют коэффициент усиления усилители:

$$K = \frac{\mu R_a}{R_i + (\mu + 1) R_к + R_a} = \frac{35 \cdot 24}{8 + (35 + 1) \cdot 1 + 24} = 12{,}3.$$

Если полученный коэффициент усиления мал, то следует выбрать лампу с бо́льшим коэффициентом усиления μ и меньшим внутренним сопротивленнем R_i или использовать многокаскадный усилитель.

Вопрос. На рис. 3.28 изображена схема двухкаскадного усилителя, в котором связь между каскадами осуществляется с помощью резисторов R' и R''. Как изменится потенциал φ_a анода второй лампы, если на вход усилителя подать положительное напряжение?

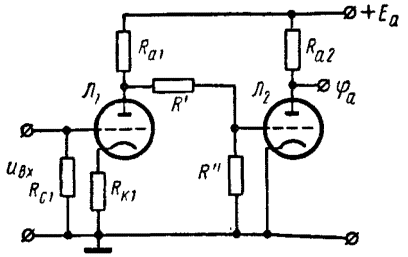


Рис. 3.28. К вопросу п. 3.6.6

1. Потенциал анода возрастает (п. 3.6.7).
2. Потенциал анода уменьшится (п. 3.6.8).
3. Потенциал анода не изменится (п. 3.6.9).

3.6.7. Ход Ваших рассуждений был, видимо, таким. Если на первый усилительный каскад подать положительное напряжение, то анодный ток первой лампы возрастет и вследствие увеличившегося падения напряжения на резисторе R_{a1} потенциал анода первой лампы уменьшится. Анод этой лампы соединен с сеткой второго каскада через делитель $R'R''$, поэтому уменьшится потенциал сетки, а следовательно, и анодный ток второй лампы, что приведет к уменьшению падения напряжения на резисторе R_{a2} и увеличению потенциала анода φ_{a2}. Ваши рассуждения были бы верны, если бы обе лампы работали на линейных участках характеристик. Но второй усилительный каскад (см. рис. 3.28) работает в режиме с сеточными токами, так как катод лампы $Л_2$ соединен с общей шиной, а сетка — с анодом первой лампы. Таким образом, при выборе ответа необходимо было учесть, что сетка второго каскада имеет положительный потенциал.

3.6.8. Вы решили, что, если на сетку подать положительный потенциал, то анодный ток возрастет и потенциал

анода уменьшится. Но ведь в данном случае рассматривается двухкаскадный усилитель. При положительном входном напряжении анодный ток первой лампы возрастет и потенциал ее анода станет меньше. Если рабочая точка второй лампы выбрана на линейном участке, то уменьшится и анодный ток второй лампы, так как сетка второй лампы соединена с анодом первой и ее потенциал уменьшается вместе с уменьшением потенциала анода первой лампы. При уменьшении анодного тока второй лампы потенциал ее анода возрастает.

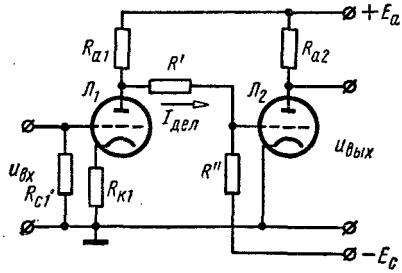


Рис. 3.29. К комментарию п. 3.6.9

Вернитесь к п. 3.6.6 и выберите правильный ответ.

3.6.9. Правильно. Несмотря на то что на вход усилителя подан сигнал, выходное напряжение усилителя практически не изменится, т. е. такой усилитель работать не будет. Причина заключается в том, что потенциал сетки второго каскада, соединенной с анодом первого каскада через делитель $R'R''$, оказывается положительным, лампа все время открыта и изменения анодного напряжения первой лампы почти не влияют на анодный ток второй лампы. Для обеспечения нормальной работы многокаскадного усилителя постоянного тока необходимо использовать отдельный источник напряжения сеточного смещения. На рис. 3.29 показано подключение этого источника с помощью делителя $R'R''$. Назначение делителя — поддерживать необходимое напряжение сеточного смещения второй лампы. Порядок расчета сопротивлений делителя R' и R'' рассмотрим с помощью временно́й диаграммы усилителя постоянного тока (рис. 3.30).

При отсутствии входного сигнала на лампе устанавливается постоянное анодное напряжение U_{a0}. В то же время на сетке лампы второго каскада должно поддерживаться

отрицательное напряжение сеточного смещения U_{c20} (требуемая величина напряжения сеточного смещения определяется по характеристикам лампы).

К делителю $R'R''$, включенному между анодом первой лампы и источником отрицательного напряжения сеточного смещения, приложено напряжение

$$U_{R'} + U_{R''} = \varphi_a - (-E_c) = \varphi_a + E_c. \qquad (3.28)$$

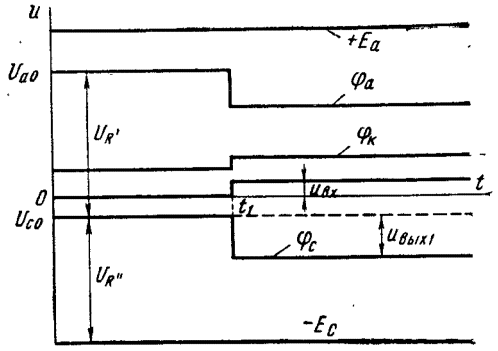


Рис. 3.30. Временна́я диаграмма напряжений УПТ с двумя источниками питания

При этом потенциал средней точки делителя $\varphi_c = U_{c20}$. Тогда падения напряжения на плечах делителя соответственно равны:

$$U_{R'} = U_{a0} + |U_{c20}| \qquad (3.29)$$

и

$$R_{R''} = |E_c| - |U_{c20}|. \qquad (3.30)$$

Для того чтобы ток делителя $I_{дел}$ (рис. 3.29) не нарушал режима работы первой лампы, его обычно выбирают значительно меньше анодного тока лампы:

$$I_{дел} = (0{,}02 - 0{,}1)\ I_{a0}. \qquad (3.31)$$

Сопротивления плеч делителя могут быть определены из соотношений (3.29), (3.30):

$$R' = \frac{U_{R'}}{I_{дел}} = \frac{U_{a0} + |U_{c20}|}{I_{дел}} \qquad (3.32)$$

и

$$R'' = \frac{U_{R''}}{I_{\text{дел}}} = \frac{|E_c| - |U_{c20}|}{I_{\text{дел}}}. \qquad (3.33)$$

При подаче входного напряжения $u_{\text{вх}}$ (на диаграмме рис. 3.30 показано положительное входное напряжение) увеличивается анодный ток лампы и уменьшается потенциал ее анода φ_a. Снижение потенциала «верхнего» конца делителя $R'R''$ приводит к снижению потенциала сетки

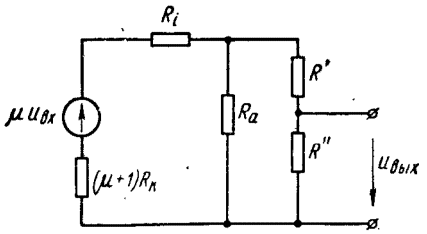


Рис. 3.31. Эквивалентная схема первого каскада УПТ с двумя источниками питания

лампы второго каскада φ_c. На выходе делителя появляется усиленное выходное напряжение $u_{\text{вых1}}$. Таким образом, делитель, включенный на выходе первого каскада, компенсирует постоянную составляющую анодного напряжения первой лампы, обеспечивает (при соответствующем выборе сопротивлений R' и R'') необходимое напряжение сеточного смещения второго каскада и передает с некоторым уменьшением усиленное напряжение с первой лампы на вторую.

Коэффициент усиления такого усилительного каскада с делителем определим по эквивалентной схеме усилителя, приведенной на рис. 3.31. Учитывая, что R' и $R'' \gg R_a$, находим

$$K = \frac{\mu R_a}{R_i + (\mu + 1) R_к + R_a} \cdot \frac{R''}{R' + R''}, \qquad (3.34)$$

где второй сомножитель $\dfrac{R''}{R' + R''}$ учитывает снижение коэффициента усиления за счет включения делителя.

Снижение коэффициента усиления незначительно лишь в случае $R'' \gg R'$, что обеспечивается при высоковольтном источнике напряжения E_c. На практике обычно $|E_c| \approx E_a$,

и применение делителя снижает коэффициент усиления каскада в 1,5—2 раза.

Учитывая, что в пентоде $R_i \gg R_a$ и $\mu \gg 1$, можно упростить выражение для коэффициента усиления в случае применения пентода:

$$K = \frac{\frac{\mu}{R_i} R_a}{1 + \frac{\mu + 1}{R_i} R_к + \frac{R_a}{R_i}} \cdot \frac{R''}{R' + R''} \approx$$

$$\approx \frac{SR_a}{1 + SR_к} \cdot \frac{R''}{R' + R''}. \qquad (3.35)$$

3.6.10. Рассмотренная схема усилителя постоянного тока с двумя источниками питания и междукаскадными делителями может быть использована также для усилителя с числом каскадов больше трех, если необходимо получить очень высокий коэффициент усиления. Однако усилители постоянного тока имеют один специфический недостаток, который не позволяет усиливать очень малые напряжения и токи. В усилителях постоянного тока существует так называемый дрейф нуля, который определяет нижний предел усиливаемых напряжений. Дрейф нуля заключается в том, что с течением времени изменяются токи ламп и их анодные напряжения. При этом нарушается компенсация постоянной составляющей анодного напряжения и на выходе усилителя появляется напряжение в отсутствие входного сигнала. Вследствие того что УПТ усиливает напряжение вплоть до самых низких частот, всякое изменение величин U_{a0}, U_{c0}, I_{a0} из-за нестабильности источников питания, старения ламп и т. д. принципиально не отличается от полезного сигнала.

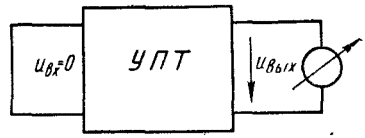


Рис. 3.32. Схема измерения напряжения дрейфа УПТ

Дрейф нуля УПТ легко можно наблюдать в следующем опыте. Вход усилителя постоянного тока замыкается накоротко, на выходе усилителя включается чувствительный гальванометр (рис. 3.32). С течением времени при отсутствии входного сигнала появляется выходное напряжение, примерный характер изменения во времени которого показан на рис. 3.33.

Величина этого напряжения, разделенная на коэффициент усиления, называется дрейфом нуля, приведенным ко входу усилителя:

$$u_{др} = \frac{u_{вых}}{K} \text{ (при } u_{вх} = 0). \qquad (3.36)$$

В дальнейшем под напряжением дрейфа будем понимать напряжение дрейфа, приведенное ко входу усилителя.

Усилитель постоянного тока может правильно воспроизводить на выходе только те сигналы, которые значительно превышают напряжение дрейфа, т. е.

$$u_{вх} \gg u_{др}. \qquad (3.37)$$

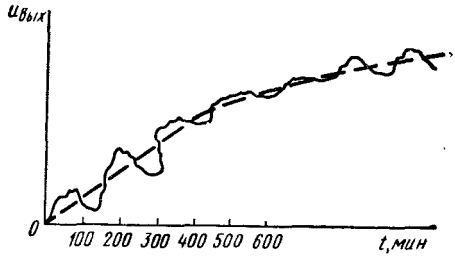


Рис. 3.33. Временна́я характеристика напряжения дрейфа УПТ

Поэтому при проектировании чувствительного усилителя приходится принимать специальные меры к снижению дрейфа нуля.

Как видно из рис. 3.33, выходное напряжение состоит как бы из двух составляющих: монотонно изменяющегося напряжения (показано штриховой линией) и переменной составляющей. Первое называется медленным дрейфом и обусловлено в основном изменением характеристик ламп, второе — быстрым дрейфом и определяется колебаниями напряжений источников питания, температуры окружающей среды и другими внешними условиями. Без применения специальных мер борьбы с дрейфом не удается создать высокочувствительные усилители с гальваническими связями для усиления постоянных токов (напряжений).

Вопрос. Существует ли дрейф нуля в усилителях низкой частоты с RC-связью?

1. Существует (п. 3.6.11).

2. Существует, но он мал (п. 3.6.12).
3. Не существует (п. 3.6.13).

3.6.11. Вы, вероятно, подумали, что если условия работы лампы в усилителях низкой частоты мало отличаются от условий ее работы в усилителях постоянного тока, то с течением времени будут изменяться ток и анодное напряжение лампы, что и вызовет дрейф. Но заметьте, что дрейф вызывается очень медленными изменениями токов и напряжений, т. е. эти изменения происходят с очень низкой час-

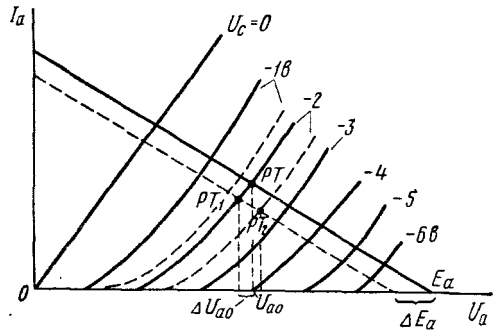


Рис. 3.34. Смещение рабочей точки усилителя при изменении э. д. с. источника анодного питания и характеристик лампы

тотой. Из частотной характеристики усилителя низкой частоты с *RC*-связью (см. рис. 2.8) видно, что его коэффициент усиления в области нижних частот весьма мал. Реактивные элементы междукаскадной связи — конденсаторы — не пропускают медленных изменений напряжения на выход усилителя, поэтому, несмотря на то что токи и анодные напряжения ламп в усилителях низкой частоты с *RC*-связью изменяются так же, как и в усилителях постоянного тока, на выходном сигнале эти изменения практически не сказываются.

Вернитесь к п. 3.6.10 и попытайтесь ответить на вопрос еще раз.

3.6.12. Вы правы. Действительно, в усилителях низкой частоты с *RC*-связью не устранены причины, вызывающие дрейф. Поэтому токи и анодные напряжения ламп в этих усилителях также будут изменяться. На рис. 3.34 показано изменение положения рабочей точки лампы при изме-

нении э.д.с. $E_а$ (PT_1) и характеристик лампы (PT_2). При смещении рабочей точки изменяется постоянное напряжение на аноде лампы $U_{а0}$. В усилителях с гальванической связью это изменение анодного напряжения передается на выход усилителя, и возникает дрейф.

Как Вы помните, медленные изменения напряжений усилителями с RC-связью практически не усиливаются, и частотная характеристика в области низких частот имеет резкий спад (см. рис. 2.8). Но изменения характеристик ламп и э.д.с. источника анодного питания происходит весьма медленно, поэтому они мало сказываются на выходном напряжении усилителя низкой частоты и дрейфа практически не будет. Вследствие изменений параметров ламп при изменении положения рабочей точки происходит весьма незначительное изменение коэффициента усиления, практически не влияющее на характеристики усилителя.

В усилителях постоянного тока за счет отсутствия конденсаторов связи медленные изменения напряжений передаются на выход и вызывают дрейф [частотная характеристика УПТ, рассмотренная в п. 3.6.4 (см. рис. 3.23), не имеет спада в области нижних частот].

В рассмотренном в п. 3.6.9 усилителе с двумя источниками питания (см. рис. 3.29) при изменении питающих напряжений на 1% ($E_а$ и $E_с$) возникает дрейф порядка 20—200 *мв*. При изменении на 1% напряжения накала возникает дрейф порядка 10—20 *мв* вследствие изменения характеристик ламп.

Для борьбы с дрейфом нуля применяется целый ряд мер:

1) стабилизация напряжения источников питания ($E_а$, $E_с$ и $U_н$), стабилизация температурного режима и специальное предварительное старение ламп, стабилизирующее их характеристики;

2) применение балансных схем, которые обладают существенно меньшим дрейфом;

3) преобразование усиливаемого напряжения.

При стабилизации источников питания с точностью $\pm 0{,}01\%$, температурной стабилизации с точностью $\pm 1°$ С и предварительном старении лампы (предварительная работа лампы в течение 50—200 *ч*) дрейф усилителя удается снизить до величины $u_{др} = 1—5$ *мв/ч*. Остальные способы борьбы с дрейфом рассмотрены в § 3.7 и 3.8.

Переходите к изучению материала в п. 3.7.1.

3.6.13. Вспомнив, что частотная характеристика усилителя с RC-связью имеет резкий спад в области нижних

частот, Вы, наверное, решили, что медленные изменения напряжений, вызванные изменениями характеристик ламп, и э.д.с. источника анодного питания, не будут влиять на величину выходного сигнала. Ваш ответ почти верен, и можно считать, что явление дрейфа Вы в основном поняли.

Однако правильнее говорить, что дрейф в усилителе с *RC*-связью хотя и есть, но он весьма мал. Частотная характеристика усилителя низкой частоты (см. рис. 2.8) действительно имеет резкий спад в области нижних частот, но коэффициент усиления на этих частотах все же не равен нулю, и изменения анодных напряжений частично будут передаваться на выход.

Прочтите пояснения к более правильному ответу в п. 3.6.12.

§ 3.7. Балансные усилители постоянного тока

3.7.1. Кроме стабилизации питающих напряжений, для борьбы с дрейфом УПТ применяются специальные схемы усилителей, так называемые балансные схемы УПТ. Эти схемы построены по принципу четырехплечного моста (рис. 3.35).

Действительно, если мост сбалансирован, т. е.

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_4}{R_3}, \qquad (3.38)$$

то при изменении э.д.с. E_a баланс не нарушается и ток нагрузки равен нулю.

С другой стороны, при пропорциональном изменении сопротивлений резисторов R_1 и R_2 или R_3 и R_4 баланс моста не нарушается. Если заменить резисторы R_4 и R_3 или R_1 и R_2 электронными лампами, то получим две широко распространенные балансные схемы: схему последовательного балансного каскада (рис. 3.36) и схему параллельного балансного каскада (рис. 3.37).

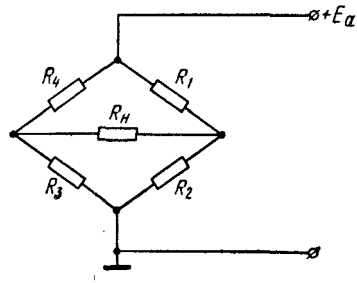


Рис. 3.35. Четырехплечный мост — основа балансных схем

В последовательной балансной мостовой схеме резисторы моста R_3 и R_4 (см. рис. 3.35) заменены двумя одинаковыми лампами — триодами $Л_1$ и $Л_2$ (см. рис. 3.36). При отсутствии входного напряжения ($u_{вх} = 0$) мост сбалансирован, выходное напряжение отсутствует ($u_{вых} = 0$). При наличии входного напряжения изменяется сопротивление лампы $Л_1$ для постоянного тока, это вызывает разбаланс моста и появление выходного напряжения.

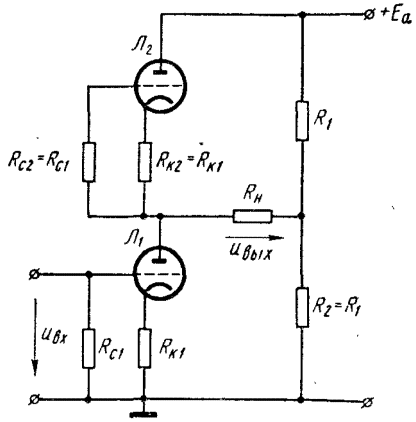


Рис. 3.36 Схема последовательного балансного каскада

Большое распространение получила схема параллельного балансного каскада, поэтому на ее работе остановимся более подробно. В этой схеме (см. рис. 3.37) сопротивления соответствующих резисторов в анодных и сеточных цепях ламп выбираются равными, и режимы обеих ламп устанавливаются одинаковыми. Часто для таких схем применяются двойные триоды, так что в каждое плечо моста включается один из триодов, что обеспечивает одинаковый температурный режим ламп.

Переменный резистор $R_п$ (см. рис. 3.37) служит для балансировки каскада или, как говорят, для «установки нуля». Это необходимо в связи с тем, что обычно не удается подобрать двух абсолютно идентичных ламп. При изменении положения движка потенциометра $R_п$ изменяются величины сопротивлений в анодных цепях, а также токи и анодные напряжения ламп. Перемещением движка по-

тенциометра $R_п$ добиваются, чтобы при отсутствии входного сигнала ток в сопротивлении нагрузки был равен нулю.

Изменение э.д.с. источника анодного питания $E_а$ при абсолютно идентичных лампах и одинаковых сопротивлениях резисторов $R_а$ не должно нарушать баланса усилительного каскада, так как токи и анодные напряжения ламп будут изменяться одинаково. Вследствие неидентичности характеристик ламп в нагрузке проходит ток разбаланса,

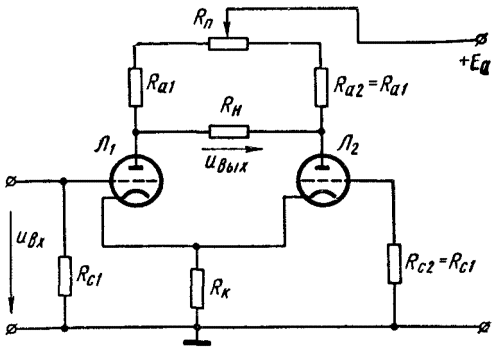


Рис. 3.37. Схема параллельного балансного каскада

но он значительно меньше, чем в обычной, небалансной схеме.

Аналогично изменения характеристик ламп и напряжения накала обоих катодов практически не будут вызывать появления тока в сопротивлении нагрузки. В то же время при подаче входного напряжения изменится только ток и анодное напряжение первой лампы и в нагрузке будет проходить ток.

При абсолютно идентичных лампах и резисторах в схеме совершенно не возникал бы дрейф. На практике тщательный подбор ламп и резисторов при стабильности источников питания 0,1% позволяет снизить дрейф до 50 — 200 *мкв/ч*, т. е. уменьшить его по сравнению с небалансной схемой приблизительно в 10—50 раз. Автоматическое смещение обеспечивается одним общим катодным резистором, по которому проходят токи обеих ламп, поэтому сопротивление резистора $R_к$ выбирается равным

$$R_к = \frac{U_{с0}}{I_{а10} + I_{а20}}. \qquad (3.39)$$

Пример расчета параллельного балансного каскада

Рассчитать параллельный балансный каскад, собранный на двойном триоде 6Н1П. Исходные данные для расчета: $E_a = 240$ *в*, $R_н = \infty$, $\mu = 35$, $R_i = 8$ *ком*. Анодные характеристики лампы приведены на рис. 3.27.

Расчет производят в такой последовательности.

Выбирают сопротивления резисторов R_{a1} и R_{a2} из условия $R_{a1} = R_{a2} = 3R_i = 3 \cdot 8 \cdot 10^3 = 24$ *ком*.

Проводят линию нагрузки и определяют в рабочей точке (см. рис. 3.27) $U_{a0} = 150$ *в*, $I_{a0} = 4$ *ма*, $U_{c0} = -4$ *в*.

Рассчитывают сопротивление резистора в катодной цепи лампы:

$$R_к = \frac{|U_{c0}|}{2I_{a0}} = \frac{4}{2 \cdot 4 \cdot 10^{-3}} = 500 \text{ ом}.$$

Выбирают сопротивления сеточных резисторов:

$$R_{c1} = R_{c2} = 500 \text{ ком}.$$

Для балансировки усилителя применяется переменный резистор

$$R_п = 0{,}2R_a = 0{,}2 \cdot 24 \text{ ком} = 4{,}8 \text{ ком}.$$

Определяют коэффициент усиления усилителя:

$$K = \frac{\mu R_a}{R_i + R_a} = \frac{35 \cdot 24}{8 + 24} \approx 26.$$

Вопрос. Возникает ли обратная связь за счет падения напряжения на резисторе $R_к$ в схеме параллельного балансного каскада?

1. Обратной связи нет (п. 3.7.2).

2. Возникает отрицательная обратная связь по напряжению (п. 3.7.3).

3. Возникает отрицательная обратная связь по току (п. 3.7.4).

3.7.2. Вы правы. Действительно, падение напряжения на резисторе $R_к$ не является напряжением обратной связи. Этим резистором создается автоматическое смещение сразу для двух ламп ($Л_1$ и $Л_2$), так как по нему проходят токи обеих ламп. При изменении входного напряжения ток, проходящий по резистору $R_к$, остается почти неизменным. Когда на вход подан положительный сигнал, ток первой лампы несколько возрастает, а падение напряжения на резисторе $R_к$ увеличивается. Но вследствие этого увеличивается напряжение смещения второй лампы и ее ток уменьшается, так что ток, проходящий по резистору $R_к$, и напряжение на нем останутся практически неизменными. Таким образом, напряжение отрицательной обратной связи, рав-

ное изменению напряжения на резисторе $R_к$, незначительно и при расчетах не учитывается.

Коэффициент усиления параллельного балансного каскада может быть рассчитан с помощью эквивалентной схемы, показанной на рис. 3.38. При $R_н \gg R_а$

$$K = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{\mu R_а}{R_а + R_i}. \qquad (3.40)$$

В выражении (3.40) и на эквивалентной схеме резистор $R_к$ отсутствует.

Переходите к п. 3.7.5.

3.7.3. Вы вспомнили, очевидно, схему катодного повторителя, в котором за счет катодного резистора создается отрицательная обратная связь по напряжению, и решили, что то же самое будет и в данном случае. Но давайте посмотрим, так ли это. В катодном повторителе напряжение на резисторе $R_к$ было равно напряжению нагрузки, поэтому и осуществлялась обратная связь по напряжению. В рассматриваемой схеме нагрузочный резистор включен между анодами ламп и напряжение с него не подается на вход, а следовательно, в параллельном балансном каскаде нет обратной связи по напряжению.

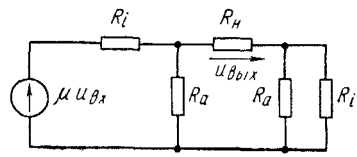


Рис. 3.38. Эквивалентная схема параллельного балансного каскада

За счет резистора, включенного в катодную цепь, могла бы быть обратная связь по току, если бы при изменении входного сигнала изменялось напряжение на этом резисторе. Но во время работы напряжение на нем остается практически неизменным, и те изменения напряжения, которые, как Вы считаете, создают сигнал обратной связи, равны нулю. При подаче на вход положительного сигнала ток лампы $Л_1$ возрастает, но при этом увеличивается падение напряжения на резисторе $R_к$, что понижает потенциал сетки второй лампы. При этом ток лампы $Л_2$ уменьшается, а результирующий ток остается почти постоянным. Таким образом, изменение напряжения на резисторе $R_к$ незначительно и при расчетах может не учитываться.

Прочтите пояснения к правильному ответу в п. 3.7.2.

3.7.4. Действительно, в обычном усилительном каскаде за счет падения напряжения на катодном резисторе созда-

ется отрицательная обратная связь по току. Напряжение обратной связи возникает на катодном резисторе при изменении тока, проходящего через лампу. В данной же схеме изменений напряжения на резисторе $R_к$ нет. При возрастании тока лампы $Л_1$ за счет увеличения падения напряжения на резисторе $R_к$ уменьшается ток лампы $Л_2$, а результирующий ток остается почти неизменным. Следовательно, напряжение отрицательной обратной связи, возникающее на резисторе $R_к$, незначительно и при расчетах может не учитываться.

Если взять схему последовательного балансного каскада (см. рис. 3.36), то для этой схемы Ваш ответ был бы правилен. Здесь при изменении потенциала сетки лампы $Л_1$ изменяется падение напряжения на резисторе $R_{к1}$, в результате чего возникает отрицательная обратная связь по току.

Прочтите пояснения к правильному ответу в п. 3.7.2.

3.7.5. Нестабильность выходного напряжения многокаскадного усилителя определяется в основном дрейфом нуля первого каскада, так как его напряжение дрейфа усиливается всеми последующими каскадами. Поэтому наибольшее внимание необходимо уделять снижению дрейфа в первых каскадах усилителя, которые целесообразно выполнять по балансной схеме. Однако благодаря простоте балансной схемы часто все каскады усилителя выполняются балансными. Связь между балансными каскадами осуществляется при помощи делителей.

В полупроводниковых усилителях постоянного тока вследствие большой зависимости характеристик полупроводниковых триодов от температуры дрейф нуля значительно выше, чем в усилителях на электронных лампах. Поэтому усилители постоянного тока на полупроводниковых триодах выполняются только по балансным схемам с общим стабилизирующим резистором в цепи эмиттера. Для снижения дрейфа обычно применяются кремниевые триоды, характеристики которых меньше зависят от температуры. При этом триоды тщательно подбираются попарно с целью получения идентичных характеристик в каждом усилительном балансном каскаде.

Схема двухкаскадного усилителя постоянного тока, выполненного на полупроводниковых триодах типа *p-n-p*, приведена на рис. 3.39.

Входное напряжение в этом усилителе приложено между землей и базой триода T_1. Связь между каскадами осуществ-

ляется при помощи делителя R_1R_2. Нагрузка усилителя включена между коллекторами триодов T_3 и T_4. Дрейф в таком усилителе не превышает 10—100 *мка*/° С и состав-

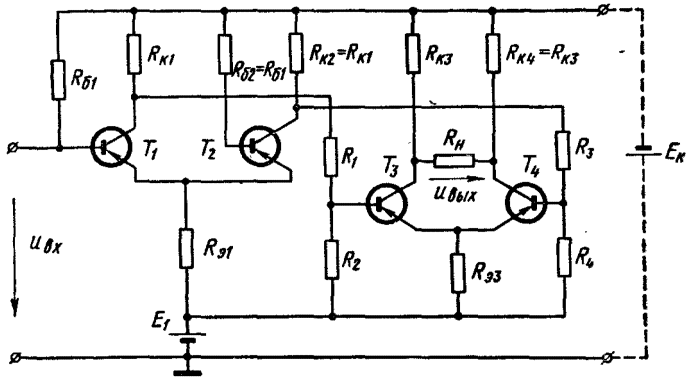


Рис. 3.39. Схема двухкаскадного полупроводникового УПТ

ляет около 50—500 *мкв*/*ч* при стабилизации напряжения источников питания с точностью ±0,1%.

§ 3.8. Усилители с преобразованием напряжения

3.8.1. Третий способ снижения дрейфа основан на двойном преобразовании усиливаемого напряжения. Блок-схема такого усилителя приведена на рис. 3.40.

Рис. 3.40. Блок-схема УПТ с преобразованием напряжения

В модуляторе медленно изменяющееся входное напряжение $u_{вх}$ преобразуется в переменное напряжение u_1 (обычно с частотой не менее 50 *гц*). Переменное напряжение u_1 усиливается обычным усилителем переменного напряжения (с резисторно-емкостной связью, с трансформаторной связью и т. д.). Напряжение u_2 с выхода усилителя подается на демодулятор, который преобразует его в напряжение $u_{вых}$, совпадающее по форме с кривой $u_{вх}$.

Как указывалось в п. 3.6.12, усилитель переменного напряжения практически не имеет дрейфа, поэтому дрейф всего усилителя определяется только дрейфом модулятора. Дрейф демодулятора во внимание может не приниматься, так как на его вход подается сравнительно большое напряжение — порядка нескольких вольт. Дрейф модулятора, а следовательно, и всего усилителя может быть весьма малым, что является достоинством усилителя с преобразованием напряжения.

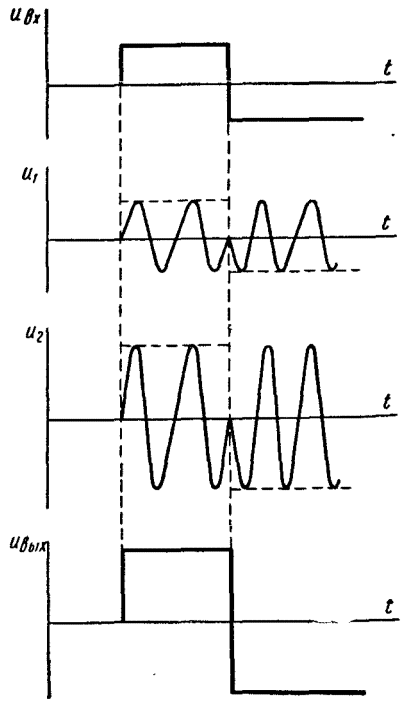


Рис. 3.41. Временные диаграммы напряжений УПТ с преобразованием напряжения

Из временных диаграмм напряжений $u_{вх}$, u_1, u_2 и $u_{вых}$ (рис. 3.41) ясно назначение модулятора и демодулятора.

Модулятор предназначен для преобразования медленно изменяющегося напряжения в переменное напряжение, причем амплитуда переменного напряжения пропорциональна величине входного напряжения, и при изменении знака входного напряжения изменяется фаза переменного напряжения.

Существует много различных схем модуляторов. Наиболее распространенными из них являются: модулятор на магнитном усилителе; модулятор на вибропреобразователе; модулятор на полупроводниковых диодах.

Модулятор на магнитном усилителе представляет собой балансный магнитный усилитель, на обмотку управления которого подается напряжения $u_{вх}$, а с выходной обмотки снимается усиленное переменное напряжение. Достоинством модулятора на магнитном усилителе является большой коэффициент усиления (100—1000), однако магнитный уси-

литель обладает довольно большим дрейфом (5—50 *мкв/ч*). Входное сопротивление таких модуляторов невелико: оно не превышает нескольких тысяч ом.

Схема модулятора на вибропреобразователе приведена на рис. 3.42, а упрощенная конструкция вибропреобразователя — на рис. 3.43.

Когда в катушке возбуждения вибропреобразователя проходит переменный ток, ее сердечник намагничивается

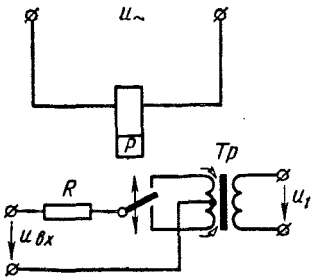


Рис. 3.42. Схема модулятора на вибропреобразователе

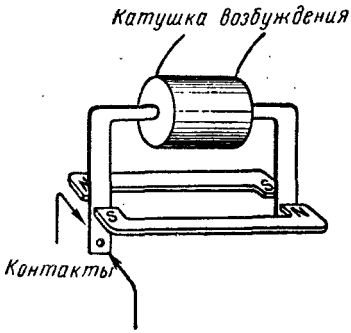


Рис. 3.43. Устройство вибропреобразователя

в зависимости от направления возбуждающего тока и притягивается к одному из полюсов постоянного магнита. При изменении направления тока сердечник притягивается к другому полюсу магнита. Вибрирующий контакт коммутирует контактную цепь дважды за период изменения тока возбуждения и подводит входное напряжение то к верхней, то к нижней половине первичной обмотки трансформатора (см. рис. 3.42). При этом ток в первичной обмотке изменяет направление. Во вторичной обмотке трансформатора возникает переменное напряжение. Обычно применяется повышающий трансформатор с коэффициентом трансформации до 10, поэтому амплитуда напряжения u_1 получается в несколько раз больше величины входного напряжения.

Достоинством вибропреобразователя является малый дрейф, который в основном определяется термо-э.д.с. контактной пары и может быть снижен до 0,1—1 *мкв/ч* (1—5 *мкв/сут.*). Входное сопротивление этого преобразователя равно 1—10 *ком.*

Рассмотренные выше два типа модуляторов наиболее часто применяются в усилителях автоматических мостов и потенциометров, а также в ряде других приборов тепловой автоматики.

Схема и временны́е диаграммы модулятора на полупроводниковых диодах представлены на рис. 3.44 и 3.45.

Опорное переменное напряжение $u_{\sim}$ подается на четырехплечный мост из полупроводниковых диодов. Во время

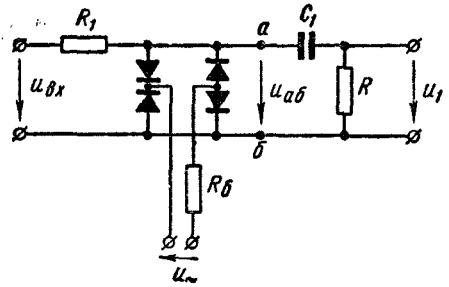


Рис. 3.44. Схема модулятора на полупроводниковых диодах

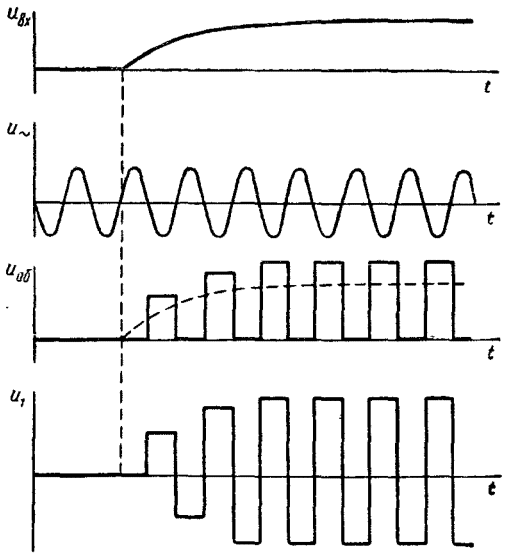


Рис. 3.45. Временны́е диаграммы напряжений диодного модулятора

положительной полуволны опорного напряжения диоды проводят ток в прямом направлении и их сопротивление мало. В это время точки *а* и *б* схемы (см. рис. 3.44) связаны малым прямым сопротивлением диодов, напряжение между ними близко к нулю.

При отрицательном напряжении $u_{\sim}$ диоды закрыты, и напряжение между точками *а* и *б* равно $u_{вх}$. Поэтому при

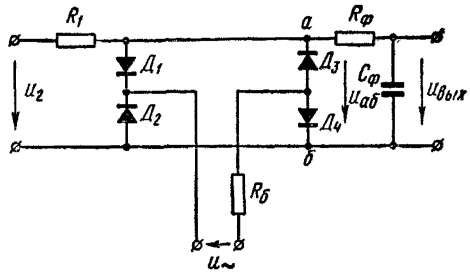


Рис. 3.46. Схема диодного демодулитора

подаче медленно изменяющегося входного напряжения между точками *а* и *б* возникает пульсирующее напряжение, его переменная составляющая через конденсатор C_1 поступает на выход модулятора. Частота опорного напряжения $u_{\sim}$ модулятора может достигать десятков килогерц. Дрейф преобразователя составляет 10—50 *мкв/ч* из-за неидентичности характеристик диодов, однако с улучшением качества диодов он может быть значительно снижен.

В качестве демодуляторов обычно используются демодуляторы на вибропреобразователях и демодуляторы на полупроводниковых диодах.

Схема демодулятора на полупроводниковых диодах и временны́е диаграммы его работы приведены на рис. 3.46 и 3.47.

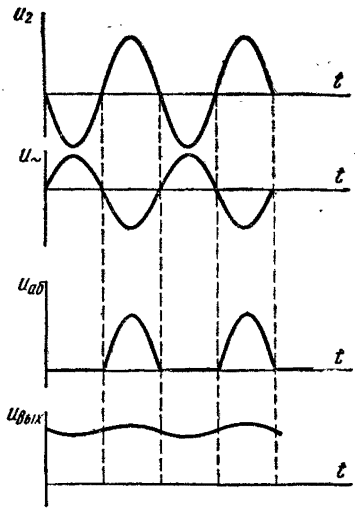


Рис. 3.47. Временны́е диаграммы напряжений диодного демодулятора

Переменное напряжение u_2 с выхода усилителя подается на вход демодулятора. Во время положительной полуволны опорного переменного напряжения $u_{\sim}$ диоды $Д_1$, $Д_2$, $Д_3$ и $Д_4$ проводят ток, их сопротивление мало. Точки *а* и *б* демодулятора связаны малым прямым сопротивлением диодов, напряжение между ними близко к нулю ($u_{аб} \approx 0$). Во время отрицательной полуволны опорного напряжения диоды заперты, их сопротивление велико, напряжение $u_{аб} \approx u_{вх}$. Фильтр $R_ф C_ф$ служит для сглаживания пульсаций выходного напряжения демодулятора.

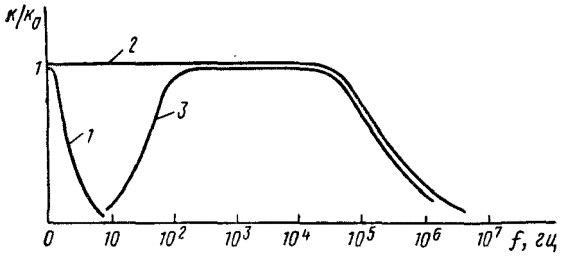


Рис. 3.48. К вопросу п. 3.8.1

Вопрос. Какой вид имеет частотная характеристика УПТ с преобразованием напряжения?

1. Кривая *1* на рис. 3.48 (п. 3.8.2).
2. Кривая *2* на рис. 3.48 (п. 3.8.3).
3. Кривая *3* на рис. 3.48 (п. 3.8.4).

3.8.2. Правильно. Усилитель с преобразованием напряжения хорошо усиливает постоянное напряжение и напряжение частоты, не превышающей единиц герц. При больших частотах характеристика имеет резкий спад, который объясняется не влиянием междуэлектродных емкостей электронного усилителя, а ухудшением условий работы модулятора и демодулятора.

Модулятор, стоящий на входе усилителя, хорошо преобразует постоянные и медленно изменяющиеся напряжения, а при увеличении частоты входного напряжения работа модулятора ухудшается. На выходе демодулятора, как указывалось выше, применяется сглаживающий фильтр. При частоте сигнала, приближающейся к частоте опорного напряжения $u_{\sim}$, фильтр не может отделить сигнал от опорного напряжения.

При частоте опорного напряжения $f_{оп} = 50$ *гц* УПТ усиливает напряжение частотой от 0 до 3—10 *гц*, в то время как усилители без преобразователей могут иметь верхнюю граничную частоту до нескольких мегагерц. Для расширения полосы усиливаемых частот применяются модуляторы с высокой частотой опорного напряжения (например, модуляторы на диодах) или чаще специальные комбинированные усилители.

Переходите к § 3.9.

3.8.3. Вы, очевидно, вспомнили п. 3.6.3, где рассматривалась частотная характеристика усилителя постоянного напряжения с гальванической связью, и решили, что такой же вид будет иметь и частотная характеристика усилителя с преобразованием напряжения. Но на самом деле это не так. Существенное влияние на вид частотной характеристики оказывает модулятор и демодулятор. Из временно́й диаграммы, показанной на рис. 3.45, видно, что преобразование входного напряжения в переменное происходит за счет того, что диоды модулятора успевают открываться и закрываться за время, когда входное напряжение изменяется незначительно. При увеличении частоты входного напряжения условия работы модулятора ухудшаются, и в результате нарушается нормальная работа всего усилителя. При частоте сигнала, приближающейся к частоте опорного напряжения $u_{\sim}$, сглаживающий фильтр демодулятора не может отделить сигнал от опорного напряжения. Таким образом, усилитель с преобразованием напряжения не может усиливать сигналы с частотой опорного напряжения, которая даже для диодных модуляторов обычно не превышает нескольких десятков килогерц. Вы указали частотную характеристику с полосой пропускания в сотни килогерц.

Вернитесь к п. 3.8.1 и выберите правильный ответ.

3.8.4. Вы, наверное, решили, что если в УПТ с преобразованием напряжения используется обычный усилитель переменного напряжения, то и частотная характеристика УПТ будет такой же, как частотная характеристика усилителя переменного напряжения. Но посмотрите на временны́е диаграммы напряжений диодного модулятора, показанные на рис. 3.45. Медленно изменяющееся входное напряжение $u_{вх}$ преобразуется модулятором в переменное напряжение u_1, которое и усиливается. В результате преобразования модулятором (а затем демодулятором) усиленным оказывается медленно изменяющееся напряжение, т. е.

УПТ с преобразованием напряжения может усиливать постоянные и медленно изменяющиеся сигналы, в то время как согласно указанной Вами частотной характеристике такое усиление невозможно.

Следует еще отметить, что если частота опорного напряжения модулятора выбрана равной 50 *гц*, то усилитель с частотной характеристикой *3* (см. рис. 3.48) окажется непригодным, так как его коэффициент усиления на частоте 50 *гц* очень мал, и усилитель не сможет обеспечить необходимого усиления. Нужно выбирать такой усилитель, чтобы частота $f_{оп}$ лежала в полосе пропускания усилителя.

Вернитесь к п. 3.8.1 и выберите правильный ответ.

§ 3.9. Избирательные усилители

3.9.1. Во всех типах рассмотренных ранее ламповых и полупроводниковых усилителей обычно стремятся получить как можно более широкую полосу пропускания, т. е. для них верхняя граничная частота намного превышает нижнюю: $f_в \gg f_н$. Так, для усилителей с трансформаторной связью $f_в / f_н = 100—1000$, а для усилителей с резисторно-емкостной связью отношение граничных частот может достигать $10^5— 10^6$.

Эти усилители широко применяются в промышленной электронике, когда нужно усиливать напряжения в широком диапазоне частот. Однако на практике иногда необходимо осуществлять избирательное усиление, выделив из целого ряда сигналов входного напряжения один — полезный сигнал, и в то же время максимально ослабить остальные —«мешающие» сигналы. Выделение полезного сигнала требуется во всех многоканальных системах связи, в том числе при приеме радиотелевизионных программ, во многих системах автоматического контроля и управления. Такое избирательное усиление осуществляется специальными узкополосными усилителями, у которых отношение $f_в / f_н = 1{,}001—1{,}1$.

Резкая зависимость коэффициента усиления избирательного усилителя от частоты достигается, как правило, включением частотно-зависимых реактивных элементов в анодную или коллекторную цепь ламповых или полупроводниковых усилителей. Наиболее часто в качестве частотно-зависимого элемента применяется резонансный контур. Схема простейшего электронного усилителя с резонансным контуром изображена на рис. 3.49.

Эквивалентная схема резонансного усилителя приведена на рис. 3.50.

В ней сопротивление r учитывает активное сопротивление катушки индуктивности, которое не может быть сделано очень малым и играет принципиальную роль при выводе основных соотношений.

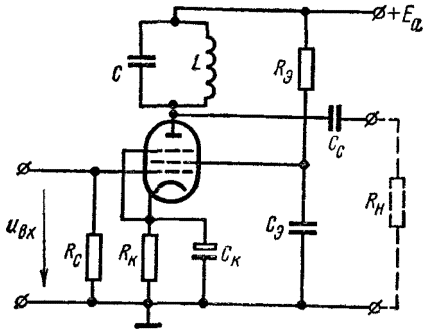


Рис. 3.49. Схема резонансного усилителя

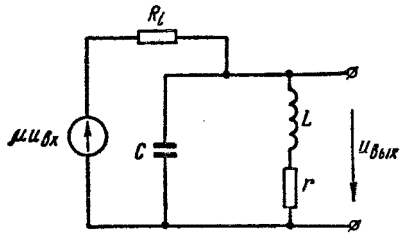


Рис. 3.50. Эквивалентная схема резонансного усилителя

Комплексный коэффициент усиления резонансного усилителя легко можно определить с помощью эквивалентной схемы:

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \frac{\mu Z_{\text{а}}}{R_i + Z_{\text{а}}}, \qquad (3.41)$$

где $Z_{\text{а}}$ — комплексное сопротивление резонансного контура, включенного в анодную цепь усилителя.

Внутреннее сопротивление пентода R_i обычно больше сопротивления резонансного контура ($R_i \gg Z_{\text{а}}$), поэтому

выражение (3.41) для усилителя на пентоде можно представить в виде

$$\dot{K} = \frac{\frac{\mu}{R_i} Z_a}{1 + \frac{Z_a}{R_i}} \approx \frac{\mu}{R_i} Z_a = S Z_a \qquad (3.42)$$

или

$$K = |\dot{K}| = S z_a, \qquad (3.42а)$$

где z_a — модуль комплексного сопротивления контура.

Из выражений (3.42) и (3.42 а) видно, что зависимость коэффициента усиления резонансного усилителя от частоты совпадает с частотной зависимостью сопротивления резонансного контура, так как крутизна лампы S в широких пределах не зависит от частоты усиливаемого напряжения.

Величина внутреннего сопротивления R_i триодов значительно меньше, чем пентодов, поэтому формулы (3.42) и (3.42 а) для них неприменимы, и коэффициент усиления изменяется в зависимости от частоты в соответствии с равенством (3.41).

Формула (3.42) содержит частотно-зависимый элемент и в числителе и в знаменателе, поэтому коэффициент усиления триодного усилителя меньше зависит от частоты, чем коэффициент усиления избирательного усилителя на пентоде. В избирательных усилителях, как правило, требуется резкая зависимость коэффициента усиления от частоты, поэтому в них обычно используются пентоды.

Рассмотрим зависимость сопротивления резонансного контура от частоты:

$$Z_a = \frac{\frac{1}{j\omega C}(j\omega L + r)}{\frac{1}{j\omega C} + j\omega L + r}. \qquad (3.43)$$

Учитывая, что добротность применяемых в резонансных усилителях катушек $Q = \frac{\omega L}{r} \gg 1$, т. е. их активное сопротивление значительно меньше индуктивного сопротивления, можно пренебречь величиной r в числителе. Тогда выражение (3.43) примет вид

$$Z_a = \frac{\frac{L}{C}}{r + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}. \qquad (3.44)$$

Как видно из выражения (3.44), сопротивление контура Z_a зависит от частоты и достигает максимума на частоте резонанса

$$\omega_{рез} = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \tag{3.45}$$

на которой слагаемое

$$\omega L - \frac{1}{\omega C} = 0.$$

На резонансной частоте сопротивление контура становится чисто активным и равным

$$Z_{а.\ рез} = R_{рез} = \frac{L}{Cr}. \tag{3.46}$$

При анализе резонансных усилителей важную роль играет величина добротности контура

$$Q = \frac{\omega_{рез} L}{r} = \frac{1}{\omega_{рез} Cr}, \tag{3.47}$$

через которую может быть выражено резонансное сопротивление контура:

$$R_{рез} = \frac{L}{Cr} = \frac{\omega_{рез} L}{\omega_{рез} Cr} = \frac{Q}{\omega_{рез} C} = Q\,\omega_{рез} L = Q^2 r. \tag{3.48}$$

Из равенств (3.42) и (3.44) легко может быть получено выражение для коэффициента усиления резонансного усилителя:

$$\dot{K} = \frac{S\frac{L}{C}}{r + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}.$$

Разделив числитель и знаменатель этого выражения на r, получим соотношение

$$\dot{K} = \frac{S\frac{L}{Cr}}{1 + j\left(\frac{\omega L}{r} - \frac{1}{\omega Cr}\right)} = \frac{S R_{рез}}{1 + j\left(\frac{\omega L}{r} - \frac{1}{\omega Cr}\right)}, \tag{3.49}$$

которое с учетом выражения для добротности (3.47) можно представить в виде

$$\dot{K} = \frac{SR_{\text{рез}}}{1 + j\left(\frac{\omega L\, \omega_{\text{рез}}}{r\, \omega_{\text{рез}}} - \frac{\omega_{\text{рез}}}{\omega_{\text{рез}}\, \omega\, Cr}\right)} =$$

$$= \frac{SR_{\text{рез}}}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_{\text{рез}}} - \frac{\omega_{\text{рез}}}{\omega}\right)} =$$

$$= \frac{SR_{\text{рез}}}{1 + jQ\left(\frac{f}{f_{\text{рез}}} - \frac{f_{\text{рез}}}{f}\right)}. \qquad (3.50)$$

Модуль коэффициента усиления

$$K = \frac{SR_{\text{рез}}}{\sqrt{1 + Q^2\left(\frac{f}{f_{\text{рез}}} - \frac{f_{\text{рез}}}{f}\right)^2}}. \qquad (3.51)$$

Следовательно, максимум усиления достигается на резонансной частоте $f = f_{\text{рез}}$, и коэффициент усиления становится действительной величиной:

$$K = K_{\text{рез}} = SR_{\text{рез}}. \qquad (3.52)$$

Пример расчета избирательного усилителя

Рассчитать одиокаскадный избирательный усилитель на лампе 6Ж3П для усиления сигнала с частотой $f_{\text{рез}} = 500$ *кгц*. Коэффициент усиления $K_{\text{рез}} = 250$ и полоса пропускаиия $2\Delta f_{0,7} = 10$ *кгц*. Типовой режим лампы 6Ж3П (по справочнику): $U_{a0} = 200$ *в*, $I_{a0} = 3$ *ма*, $U_э = 100$ *в*, $I_э = 2$ *ма*, $U_{c0} = -1{,}5$ *в*, $S = 5$ *ма/в*.

Расчет проводят в такой последовательности.

Рассчитывают параметры резонансного контура в анодной цепи лампы, которые обеспечивают требуемую избирательиость усилителя:

добротность контура

$$Q = \frac{f_{\text{рез}}}{2\Delta f_{0,7}} = \frac{500 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3} = 50;$$

резонансиое сопротивление контура

$$R_{\text{рез}} = \frac{K_{\text{рез}}}{S} = \frac{250}{5 \cdot 10^{-3}} = 50 \cdot 10^3\ \text{ом} = 50\ \text{ком};$$

индуктивность катушки контура

$$L = \frac{R_{\text{рез}}}{Q 2\pi f_{\text{рез}}} = \frac{50 \cdot 10^3}{50 \cdot 2\pi \cdot 500 \cdot 10^3} = 0{,}32 \cdot 10^{-3}\ \text{гн} = 0{,}32\ \text{мгн};$$

емкость конденсатора контура

$$C = \frac{1}{L(2\pi f_{рез})^2} = \frac{1}{0{,}32 \cdot 10^{-3}(2\pi \cdot 500 \cdot 10^3)^2} =$$

$$= 310 \cdot 10^{-12}\ ф = 310\ пф.$$

Замечание. Если при расчете емкость конденсатора получится меньше 20—50 *пф*, то следует либо снизить коэффициент усиления усилителя, либо применить лампы с большей крутизной, так как при малых значениях емкости коиденсатора колебательного контура резоиансная частота сильно зависит от иестабильной межвитковой емкости катушки и междуэлектродных емкостей лампы (межвитковая емкость катушки обычно лежит в пределах 5—100 *пф*).

Активное сопротивление катушки контура

$$r = \frac{2\pi f_{рез} L}{Q} = \frac{2\pi \cdot 500 \cdot 10^3 \cdot 0{,}32 \cdot 10^{-3}}{50} \approx 20\ ом.$$

Учитывая также снижение добротности колебательного контура вследствие потерь в конденсаторе, целесообразно изготовить катушку индуктивности с несколько меньшим сопротивлением:

$$r' = \frac{r}{1{,}2 - 1{,}5} \approx (13 - 17)\ ом.$$

Расчет цепи экраиирующей сетки:

$$R_э = \frac{U_{а0} - U_э}{I_э} = \frac{200 - 100}{2 \cdot 10^{-3}} = 50 \cdot 10^3\ ом = 50\ ком,$$

$$C_э \geqslant \frac{10}{2\pi f_{рез} R_э} = \frac{10}{2\pi \cdot 500 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^3} = 65 \cdot 10^{-12} ф = 65\ пф.$$

Расчет цепи автоматического смещения:

$$R_к = \frac{|U_{с0}|}{I_{а0} + I_э} = \frac{1{,}5}{(3 + 2) \cdot 10^{-3}} = 300\ ом,$$

$$C_к \geqslant \frac{10}{2\pi f_{рез} R_к} = \frac{10}{2\pi \cdot 500 \cdot 10^3 \cdot 300} = 10^{-8} ф = 10\,000\ пф.$$

Сопротивление резистора утечки выбирается равным $R_с =$ $=500$ *ком*.

Вопрос. На рис. 3.51 пунктирной линией показана частотная характеристика резонансного усилителя. Какой вид будет иметь частотная характеристика при увеличении добротности контура?

1. Кривая *1* на рис. 3.51 (п. 3.9.2).
2. Кривая *2* на рис. 3.51 (п. 3.9.3).
3. Кривая *3* на рис. 3.51 (п. 3.9.4).

3.9.2. Правильно. При увеличении добротности резонансного контура возрастает коэффициент усиления на резонансной частоте и сужается полоса пропускания усилителя.

Согласно выражению (3.48) резонансное сопротивление $R_{рез}$ с увеличением добротности возрастает, и коэффициент усиления становится больше [см. (3.52)], т. е. частотная характеристика проходит выше.

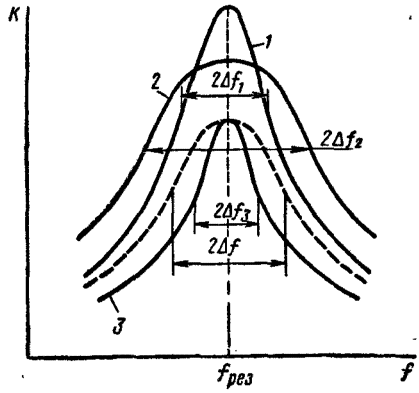


Рис. 3.51. К вопросу п. 3.9.1

Полоса же пропускания избирательного усилителя $2\Delta f_1$ уменьшается при увеличении добротности резонансного контура. Действительно, при частоте сигнала f, близкой к резонансной частоте $f_{рез}$,

$$\frac{f_{рез}}{f} = \frac{f_{рез}}{f_{рез} + \Delta f} \approx \frac{f_{рез} - \Delta f}{f_{рез}} = 1 - \frac{\Delta f}{f_{рез}}, \quad (3.53)$$

поскольку $\Delta f = |f - f_{рез}| \ll f_{рез}$. С учетом отношения (3.53) выражение для коэффициента усиления (3.51) примет вид

$$K = \frac{SR_{рез}}{\sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta f Q}{f_{рез}}\right)^2}}. \quad (3.54)$$

Тогда граничные частоты, на которых коэффициент усиления уменьшится в $\sqrt{2}$ раз (примерно до 0,7 от максимального значения $K_{рез}$), определяется из условия

$$\frac{2\Delta f_{0,7} Q}{f_{рез}} = 1, \quad (3.55)$$

а полоса пропускания, соответствующая такому снижению коэффициента усиления, будет равна

$$2\Delta f_{0,7} = \frac{f_{рез}}{Q}. \qquad (3.56)$$

Поэтому при проектировании усилителя с большой избирательностью необходимо применять контуры с высокой добротностью. На частотах от 10 *кгц* до 5 *Мгц* легко могут быть выполнены контуры с добротностью $Q = 50—200$, а при использовании сердечников из специальных магнитных материалов, например, феррита, добротность контуров может достигать 500. На частотах выше 5 *Мгц* добротность резонансных контуров снижается вследствие значительного увеличения потерь в конденсаторах и потерь на вихревые токи в проводах катушек, поэтому на этих частотах приходится делать специальные усилители, использующие распределенные емкости. На низких частотах ($f < 10$ *кгц*) не удается получить большое индуктивное сопротивление катушки при малом активном сопротивлении. Для получения избирательных свойств в усилителях на низких частотах используются избирательные *RC*-цепи.

Переходите к п. 3.9.5.

3.9.3. Вы правильно считаете, что при увеличении добротности контура увеличится коэффициент усиления на резонансной частоте. Однако то, что с увеличением добротности расширяется полоса пропускания усилителя, невер. но. Действительно, при частоте усиливаемого сигнала f, близкой к резонансной частоте, отношение $\frac{f}{f_{рез}}$ может быть приближенно представлено в виде

$$\frac{f}{f_{рез}} = \frac{f_{рез}}{f_{рез} + \Delta f} \approx \frac{f_{рез} - \Delta f}{f_{рез}} = 1 - \frac{\Delta f}{f_{рез}}. \qquad (3.53а)$$

С учетом этого соотношения выражение для коэффициента усиления (3.51) примет вид

$$K = \frac{SR_{рез}}{\sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta f Q}{f_{рез}}\right)^2}}. \qquad (3.54а)$$

Снижение коэффициента усиления по сравнению с максимальным в $\sqrt{2}$ раз произойдет тогда, когда будет выполняться равенство

$$\frac{2\Delta f Q}{f_{рез}} = 1, \qquad (3.55а)$$

при этом ширина полосы пропускания оказывается равной

$$2\Delta f = \frac{f_{рез}}{Q}. \qquad (3.56а)$$

Следовательно, с увеличением добротности контура полоса пропускания усилителя сужается.

Вернитесь к п. 3.9.1 и выберите правильный ответ.

3.9.4. Вы правильно считаете, что при увеличении добротности контура полоса пропускания усилителя сужается. Но Вы не учли, что одновременно с этим возрастает коэффициент усиления. Из выражения (3.52) видно, что на резонансной частоте ($f = f_{рез}$) коэффициент усиления пропорционален резонансному сопротивлению $R_{рез}$. Но величина резонансного сопротивления контура $R_{рез}$ возрастает с увеличением добротности Q, в то время как выбранная Вами частотная характеристика не отражает этого.

Из выражения (3.51) нетрудно видеть, что увеличение коэффициента усиления с ростом добротности происходит не только на резонансной частоте. Числитель этого выражения согласно (3.48) возрастает пропорционально квадрату добротности, т. е. быстрее, чем знаменатель. Поэтому с увеличением добротности коэффициент усиления должен увеличиваться и на частотах, отличных от резонансной.

Теперь Вам нетрудно будет выбрать правильный ответ на вопрос п. 3.9.1.

3.9.5. Рассмотренный в п. 3.9.1 усилитель может хорошо работать только на высокоомную нагрузку, сопротивление которой гораздо больше резонансного сопротивления контура, т. е. $R_н \gg R_{рез}$.

Нагрузку с меньшим сопротивлением необходимо подключать по трансформаторной или автотрансформаторной схеме (рис. 3.52) так, чтобы приведенное к обмотке контура сопротивление нагрузки было значительно больше резонансного сопротивления ($R'_н \gg R_{рез}$). В трансформаторной схеме нагрузка подключается к специальной обмотке, индуктивно связанной с контуром, а в автотрансформаторной схеме нагрузка через конденсатор подключается к отводу от части обмотки катушки контура. Иногда низкоомная нагрузка подключается к резонансному усилителю через согласующий катодный повторитель.

Для получения большего усиления применяются многокаскадные избирательные усилители, причем последующий усилительный каскад может подключаться непосредственно

к выходу предыдущего избирательного усилительного каскада, схема которого приведена на рис. 3.49.

Аналогично работают и избирательные усилители на полупроводниковых триодах. Простейший избирательный

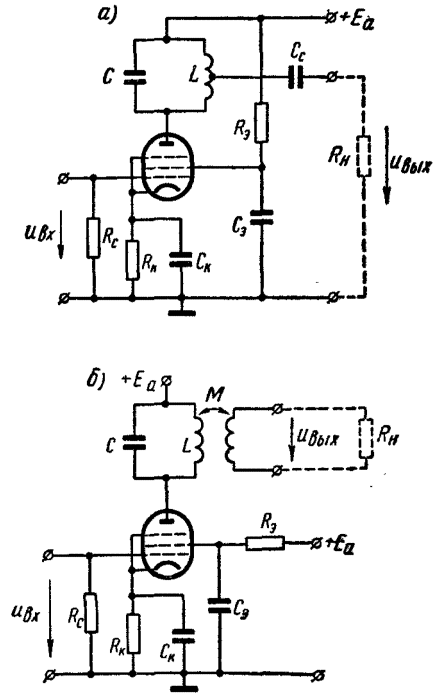


Рис. 3.52. Автотрансформаторное (*а*) и трансформаторное (*б*) включение нагрузки в избирательном усилителе

усилитель, выполненный по схеме с общим эмиттером, показан на рис. 3.53.

Частотные характеристики полупроводникового избирательного усилителя аналогичны характеристикам лампового усилителя. Однако в отличие от ламповых усилителей в многокаскадных полупроводниковых усилителях связь между каскадами осуществляется, как правило, только по трансформаторной схеме. Это связано с тем, что входное сопротивление усилительного каскада на полупроводниковом триоде с общим эмиттером, как отмечалось в табл. 1.1,

лежит в пределах 100—1000 *ом*. Непосредственное шунтирование резонансного контура входным сопротивлением следующего каскада привело бы к снижению его добротности до нескольких единиц. При трансформаторном включении входное сопротивление следующего каскада, приведенное к первичной обмотке, $R'_{вх} = R_{вх}\left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2$. Для получения большего приведенного сопротивления $R'_{вх} \gg R_{рез}$ применяются понижающие трансформаторы с большим отношением чисел витков $w_1 \gg w_2$.

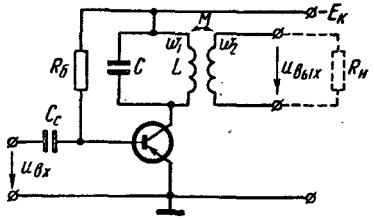


Рис. 3.53. Схема полупроводникового избирательного усилителя

Рассмотренные ламповые и полупроводниковые избирательные усилители хорошо работают на частотах $f \geqslant 10$ *кгц*. На частотах ниже 10 *кгц* и особенно на частотах 400 и 50 *гц*, на которых работают многие системы автоматического контроля и регулирования, избирательные усилители с резонансными контурами становятся слишком громоздкими из-за больших габаритов катушек индуктивностей и конденсаторов колебательных контуров. На этих частотах не удается выполнить колебательный контур с большой добротностью и, значит, надежно отделить полезный сигнал от помехи.

На низких частотах обычно применяются избирательные усилители, в которых отсутствуют резонансные контуры, а избирательные свойства обеспечиваются включением частотно-зависимых *RC*-цепочек в цепь обратной связи. Блок-схема избирательного усилителя с *RC*-цепочкой, называемой двойным Т-образным мостом, в цепи отрицательной обратной связи приведена на рис. 3.54.

Можно показать [5], что коэффициент передачи двойного Т-образного моста $\beta = \left|\frac{U_1}{U_{вых}}\right|$ обладает резкой зависимостью от частоты. При $\omega \to 0$ коэффициент передачи $\beta \to 1$, так как на очень низких частотах сопротивления конденсаторов становятся очень большими и все напряжение $U_{вых}$ передается через «верхний» одинарный Т-образный мост (R; $2C$; R) на вход усилителя. На очень высоких

частотах при $\omega \to \infty$ коэффициент передачи $\beta \to 1$ вследствие того, что сопротивления конденсаторов малы и все выходное напряжение через «нижний» одинарный Т-образный мост (C; $R/2$; C) передается на вход усилителя.

На частоте квазирезонанса $\omega_{рез} = \frac{1}{RC}$ коэффициент передачи $\beta=0$, так как на этой частоте каждый из

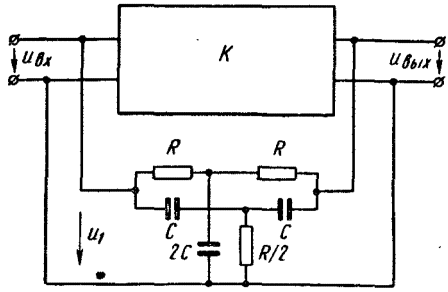


Рис. 3.54. Блок-схема избирательного усилителя с двойным Т-образным мостом в цепи отрицательной обратной связи

одинарных Т-образных мостов, из которых состоит двойной Т-образный мост, имеет равные по абсолютной величине и противоположные по фазе коэффициенты передачи, и их выходные напряжения взаимно компенсируются, так что $U_1=0$. Зависимость коэффициента передачи двойного Т-образного моста от частоты приложенного напряжения приведена на рис. 3.55.

Принципиальная схема избирательного усилителя с двойным Т-образным мостом приведена на рис. 3.56.

Здесь двойной Т-образный мост включен между анодом и сеткой триода, на котором выполнен усилитель напряжения. В усилителе на пентоде, имеющем большое выходное сопротивление, двойной Т-образный мост обычно подключается через катодный повторитель.

Избирательные усилители часто выполняются на полупроводниковых триодах. Схемы их аналогичны схемам ламповых усилителей. Однако следует иметь в виду, что в них обязательно должны использоваться эмиттерные повторители. Это обусловлено небольшой величиной входного сопротивления полупроводниковых усилителей.

Вопрос. На рис. 3.57 пунктирной линией показана частотная характеристика усилителя без обратной связи. Какой вид будет иметь частотная характеристика усилителя с двойным Т-образным мостом в цепи отрицательной обратной связи?

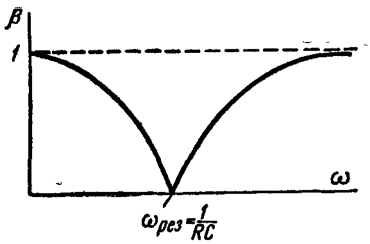


Рис. 3.55. Частотная характеристика двойного Т-образного моста

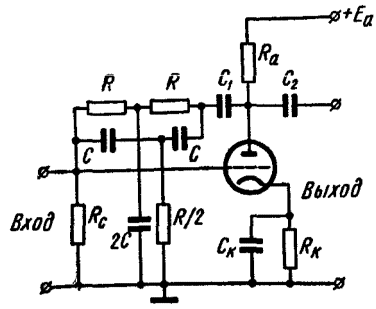


Рис. 3.56. Принципиальная схема избирательного усилителя с двойным Т-образным мостом

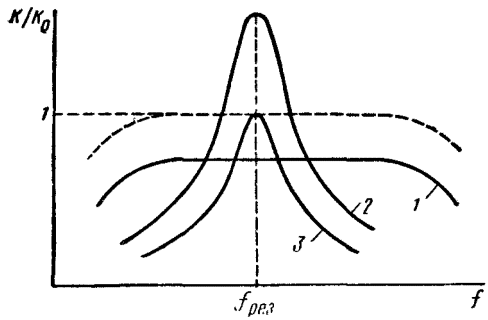


Рис. 3.57. К вопросу п. 3.9.5

1. Кривая *1* на рис. 3.57 (п. 3.9.6).
2. Кривая *2* на рис. 3.57 (п. 3.9.7).
3. Кривая *3* на рис. 3.57 (п. 3.9.8).

3.9.6. Вы неправы. Вы считаете, что цепь обратной связи равномерно уменьшает коэффициент усиления усилителя на всех частотах.

Вы, очевидно, вспомнили раздел «Обратные связи в усилителях», где в результате введения в цепь обратной связи частотная характеристика становилась более

широкой и полоса пропускания увеличивалась. Если в широкополосных усилителях расширение полосы пропускания улучшало показатели усилителя, то к избирательным усилителям предъявляются совсем другие требования. Как было указано, эти усилители должны выделять сигналы строго определенной частоты и подавлять сигналы других частот. С этой целью в цепь обратной связи включается частотно-зависимый четырехполюсник — двойной Т-образный мост.

Вы помните, что коэффициент усиления усилителя с отрицательной обратной связью равен

$$K_{\text{о. с}} = \frac{K}{1 + \beta K}. \qquad (3.57)$$

Но коэффициент передачи β двойного Т-образного моста, включенного в цепь обратной связи, резко изменяется с частотой вблизи значения $f = f_{\text{рез}}$, следовательно, должен изменяться и коэффициент усиления K.

Подумайте, каково будет это изменение, после чего выберите правильный ответ в п. 3.9.5.

3.9.7. Вы правильно считаете, что коэффициент усиления максимален вблизи резонансной частоты. Но коэффициент усиления усилителя, охваченного отрицательной обратной связью, равен

$$K_{\text{э. с}} = \frac{K}{1 + \beta K}. \qquad (3.57а)$$

Из рис. 3.55 видно, что коэффициент передачи β двойного Т-образного моста на частоте квазирезонанса равен нулю, а следовательно, коэффициент усиления должен быть равен величине K, т. е. коэффициенту усиления усилителя без обратной связи. В то же время согласно выбранной Вами частотной характеристике коэффициент усиления на резонансной частоте превышает значение K.

Прочтите пояснения к правильному ответу в п. 3.9.8.

3.9.8. Вы правильно выбрали вид частотной характеристики избирательного усилителя с двойным Т-образным мостом в цепи отрицательной обратной связи. Коэффициент усиления K такого усилителя выражается, как было показано в п. 3.5.6, через параметры усилителя и цепи обратной связи следующим образом:

$$K_{\text{о. с}} = \frac{K}{1 + \beta K}, \qquad (3.57б)$$

где β — коэффициент передачи цепи обратной связи.

Анализируя это выражение, можно установить, что при $\beta \approx 1$ (т. е. при $\omega \to 0$ и $\omega \to \infty$)

$$K_{\text{о. с}} = \frac{K_0}{1 + K_0} \approx 1, \tag{3.58}$$

а на частоте квазирезонанса при $\beta = 0$

$$K_{\text{о. с}} = K_0 \gg 1.$$

Таким образом, коэффициент усиления на частоте $\omega_{\text{рез}}$ остается равным K_0, так как на этой частоте обратная связь отсутствует из-за того, что коэффициент передачи двойного Т-образного моста равен нулю. На частотах, отличных от резонансной, усилитель оказывается охваченным отрицательной обратной связью, и его коэффициент усиления уменьшается.

Избирательные усилители с двойным Т-образным мостом в цепи обратной связи хорошо работают на частотах от единиц до десятков тысяч герц. Их избирательные свойства зависят от коэффициента усиления усилителя K: чем больше величина K, тем больше усиление полезного сигнала частоты $f_{\text{рез}}$ по сравнению с низкими и высокими частотами.

При использовании многокаскадных усилителей с несколькими избирательными каскадами полоса пропускания сужается, т. е. избирательные свойства становятся выше. Избирательные RC-усилители могут быть выполнены с полосой пропускания

$$\frac{2\Delta f_{0,7}}{f_{\text{рез}}} = \frac{1}{100 - 250}, \tag{3.58а}$$

т. е. они обладают эквивалентной добротностью $Q = 100—250$ и обеспечивают высокие избирательные свойства.

Следует отметить склонность избирательных усилителей к самовозбуждению, т. е. к возникновению незатухающих колебаний. Это происходит вследствие того, что в результате фазовых сдвигов в цепи обратной связи и самом усилителе обратная связь становится положительной и усилитель переходит в генераторный режим. Особенно часто самовозбуждение наблюдается в многокаскадных избирательных усилителях. Это ограничивает число каскадов усилителя, а следовательно, и коэффициент усиления.

Переходите к изучению материала в гл. 4.

ГЛАВА 4

ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

§ 4.1. Общие сведения о применении электрических вентилей в выпрямительных устройствах

4.1.1. Для выпрямления переменного тока используются различные типы электрических вентилей [2].

Выпрямительное устройство состоит обычно из трансформатора, одного или нескольких вентилей, сглаживающего фильтра, стабилизатора и нагрузки. Основными показателями, характеризующими работу выпрямительных устройств, являются: величины выпрямленных токов и напряжений, к. п. д., соотношения между переменными и постоянными составляющими выпрямленных токов и напряжений, срок службы, допустимый диапазон рабочих температур, вес и габариты выпрямительного устройства. Эти показатели зависят от типа используемых вентилей и от схемы выпрямителя.

В зависимости от условий работы и требований, предъявляемых к выпрямительным устройствам, в них могут применяться те или иные электрические вентили. Для сопоставления электрических вентилей обычно используются следующие основные параметры:

1) предельно допустимое максимальное значение тока вентиля в прямом направлении;

2) предельно допустимое среднее значение тока вентиля в прямом направлении, характеризующее мощность, выделяемую в вентиле, а следовательно, и его нагрев;

3) предельно допустимое обратное напряжение, которое вентиль может выдержать, сохраняя свои вентильные свойства;

4) падение напряжения на вентиле или его сопротивление в прямом направлении при номинальном токе, определяющие к. п. д. выпрямительного устройства;

5) обратное сопротивление вентиля или величина обратного тока при номинальном обратном напряжении;

6) коэффициент выпрямления, равный отношению величин прямого и обратного тока: $K_в = \frac{I_{пр}}{I_{обр}}$;

7) срок службы вентиля;

8) предельно допустимая температура окружающей среды.

Электронные вентили (кенотроны) обычно рассчитываются на сравнительно небольшие величины токов (0,1—1,0) *а*. Предельно допустимые обратные напряжения у кенотронов имеют весьма высокие значения (до 220 *кв*). Кенотроны имеют относительно большие внутренние сопротивления (сотни ом и единицы килоом). Обратный ток кенотронов при обратном напряжении больше 1 *в* практически равен нулю. Срок службы большинства кенотронов составляет 1—2 тыс. *ч*. Параметры кенотронов практически не зависят от температуры и влажности окружающей среды.

Перечисленные характеристики кенотронов определяют область применения их в выпрямительных устройствах. Кенотроны используются, как правило, в маломощных устройствах, рассчитанных на сравнительно большое напряжение, но для которых к. п. д. выпрямителя не имеет существенного значения. Кенотронные выпрямители могут использоваться в аппаратуре, работающей в тяжелых климатических условиях.

Ионные вентили (газотроны, тиратроны и ртутные вентили) рассчитаны на значительно бóльшие токи, чем кенотроны, и на предельно допустимые обратные напряжения такого же порядка, как и у кенотронов.

Величину обратного тока ионных вентилей можно считать равной нулю. Срок службы газотронов и тиратронов примерно такой же, как и у кенотронов. Ионные вентили (особенно ртутные) не могут использоваться в условиях больших изменений температуры окружающей среды. Диапазон изменений рабочих температур у большинства ртутных вентилей не должен превышать 40°—50° С.

Газотроны и тиратроны применяются обычно в выпрямительных устройствах средней мощности, рассчитанных на токи 0,5—100 *а* и напряжения 200 *в*—20 *кв*. Стеклянные и металлические ртутные вентили используются в выпрямительных устройствах очень большой мощности (от десятков до тысяч киловатт). Ртутные вентили весьма экономичны, их к.п.д достигает 0,99. Металлические ртутные вентили применяются главным образом на тяговых подстанциях электрических железных дорог. Стеклянные ртутные вентили вытесняются в последнее время мощными полупроводниковыми вентилями.

Очень большое распространение в выпрямительных устройствах находят полупроводниковые вентили, особенно германиевые и кремниевые диоды.

В настоящее время отечественная промышленность выпускает большое количество полупроводниковых вентилей, рассчитанных на широкий диапазон токов—от единиц миллиампер до сотен ампер. Значения сопротивлений полупроводниковых вентилей в прямом направлении лежат в диапазоне от 0,1 *ом* до 1 *ком*. Срок службы полупроводниковых вентилей составляет десятки тысяч часов.

Полупроводниковые вентили могут работать при следующих изменениях температуры окружающей среды: меднозакисные от —20 до +50° С, селеновые от —40 до +70° С, германиевые от —60 до +70° С и кремниевые от —60 до +150° С.

Германиевые и кремниевые вентили являются самыми перспективными, так как они обладают неоспоримыми преимуществами по сравнению с другими типами вентилей.

Приведенные характеристики вентилей дают возможность определить их область применения, однако следует иметь в виду, что выбор вентиля для выпрямительного устройства связан также с особенностями работы той или иной схемы выпрямителя, а в ряде случаев и с типом фильтра, используемого в выпрямительном устройстве.

Вопрос. В чем заключается основное преимущество полупроводниковых вентилей по сравнению с кенотронами, газотронами и тиратронами?

1. У полупроводниковых вентилей значительно больше коэффициент выпрямления (п. 4.1.2).

2. У полупроводниковых вентилей больше предельно допустимое обратное напряжение (п. 4.1.3).

3. У выпрямителей, использующих полупроводниковые вентили, выше коэффициент полезного действия (п. 4.1.4).

4.1.2. Коэффициент выпрямления характеризуется отношением прямого и обратного токов: $K_в = \frac{I_{пр}}{I_{обр}}$.

Обратный ток в электронных и ионных вентилях практически равен нулю. В то же время в полупроводниковых вентилях обратный ток имеет значительную величину. Величина обратного тока полупроводникового вентиля зависит от его типа и мощности, причем она существенно возрастает с повышением температуры, что ограничивает диапазон рабочих температур, при которых могут использоваться полупроводниковые вентили. У точечных диодов обратный ток составляет доли миллиампер, а у мощных плоскостных диодов он достигает сотен миллиампер. Таким образом, коэффициент выпрямления полупроводни-

ковых вентилей (диодов) значительно меньше, чем у электронных и ионных вентилей. Это является одним из недостатков полупроводниковых вентилей. Однако следует отметить, что для силовых выпрямителей величина коэффициента выпрямления не имеет существенного значения.

Вернитесь к п. 4.1.1 и выберите правильный ответ.

4.1.3. Предельно допустимые обратные напряжения кристаллических диодов, как отмечалось при рассмотрении свойств полупроводниковых вентилей в части I книги «Основы промышленной электроники» [2], характеризуются следующими данными: для точечно-контактных диодов $U_{\text{обр.доп}}=25—150$ *в*, а для плоскостных диодов $U_{\text{обр.доп}}=50—600$ *в*.

Что касается селеновых и меднозакисных вентилей, то для них допустимые напряжения еще меньше: у селеновых вентилей $U_{\text{обр.доп}}=20—25$ *в*, а у меднозакисных вентилей $U_{\text{обр.доп}}=8—10$ *в*. В то же время у электронных и ионных вентилей предельно допустимые обратные напряжения лежат в диапазоне от сотен вольт до сотен киловольт, т. е. значительно превышают допустимые обратные напряжения полупроводниковых вентилей.

В тех случаях, когда допустимое обратное напряжение полупроводникового вентиля меньше напряжения, которое необходимо выпрямлять, можно использовать два или несколько вентилей, соединенных последовательно. Такие полупроводниковые столбы, состоящие из нескольких последовательно соединенных вентилей, могут выдерживать напряжение в несколько киловольт.

Поскольку обратные сопротивления каждого вентиля могут быть различными, величины обратных напряжений на некоторых из них могут оказаться больше допустимых. Для устранения этого параллельно каждому вентилю подключаются резисторы с одинаковой величиной сопротивления, несколько меньшей, чем обратные сопротивления вентилей.

Вернитесь к п. 4.1.1 и выберите правильный ответ.

4.1.4. Ваш ответ верен. Коэффициент полезного действия выпрямителя равен отношению мощности, выделяемой на нагрузке, к мощности, подводимой к выпрямителю. У кенотронов, газотронов и тиратронов значительная мощность потребляется цепями накала, что существенно снижает к. п. д. выпрямителей, использующих эти вентили. Кроме того, кенотроны имеют относительно большие зна-

чения внутренних сопротивлений, поэтому их к. п. д. значительно меньше, чем у ионных вентилей.

Полупроводниковые вентили благодаря отсутствию цепей накала являются весьма экономичными, их к. п. д. значительно выше, чем у кенотронов, газотронов и тиратронов. Это является одним из основных преимуществ полупроводниковых вентилей.

Переходите к § 4.2.

§ 4.2. Однополупериодная схема выпрямителя переменного тока

4.2.1. Простейшая схема выпрямителя переменного тока состоит из одного вентиля, включенного последовательно с нагрузочным резистором $R_н$ (рис. 4.1), на котором со-

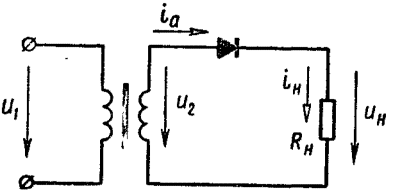


Рис. 4.1. Однополупериодная схема выпрямителя

здается выпрямленное напряжение. Очень часто выпрямитель содержит трансформатор, предназначенный для приведения в соответствие приложенного переменного напряжения u_1 с требуемой величиной выпрямленного напряжения $u_н$.

Для уяснения принципа действия такого выпрямителя и получения основных соотношений, характеризующих его работу, рассмотрим временны́е диаграммы напряжений и токов, приведенные на рис. 4.2.

Построение временны́х диаграмм и последующий анализ схемы выпрямителя на их основе сделаны при следующих условиях: рассматривается случай чисто активной нагрузки, а трансформатор и вентиль принимаются идеальными. Эти допущения означают, что индуктивными сопротивлениями рассеяния и активными сопротивлениями обмоток трансформатора, а также сопротивлением вентиля в прямом направлении можно пренебречь, так как они малы по сравнению с сопротивлением нагрузки. С другой стороны, со-

противление вентиля в обратном направлении принимается бесконечно большим, поэтому ток в цепи с вентилем при обратной полярности приложенного напряжения можно считать равным нулю. Кроме того, не учитываются потери мощности в сердечнике трансформатора. Будем считать также, что работа сердечника трансформатора происходит в пределах линейного участка кривой намагничивания.

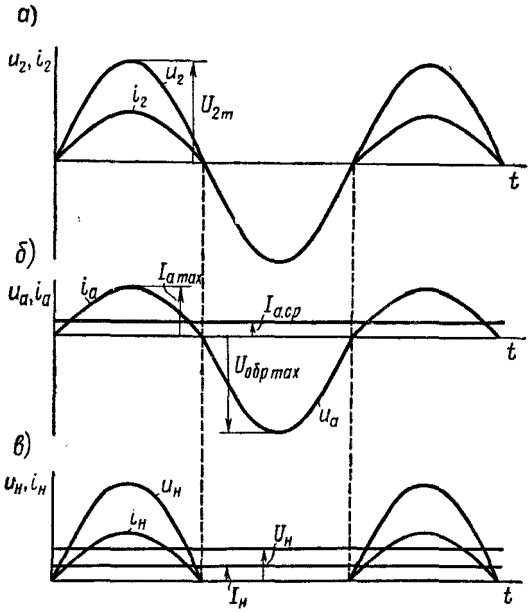


Рис. 4.2. Временные диаграммы напряжений и токов однополупериодного выпрямителя

Если приложенное к схеме выпрямителя напряжение u_1 синусоидально, то и напряжение вторичной обмотки трансформатора u_2 изменяется по синусоидальному закону (рис. 4.2, *а*). Ток во вторичной цепи траисформатора проходит лишь в положительный полупериод, когда напряжение приложено к вентилю в прямом направлении, а в отрицательный полупериод он равен нулю. Таким образом, ток i_a, проходящий через вентиль, состоит из положительных полуволн синусоиды (рис. 4.2, *б*).

При принятых нами допущениях напряжение на вентиле в положительный полупериод равно нулю, а в отрицатель-

ный — напряжению вторичной обмотки трансформатора. Так как вентиль включен последовательно с нагрузкой $R_н$, то ток $i_н$ через нее проходит лишь в положительные полупериоды, и кривая напряжения на нагрузке состоит из положительных полуволн синусоиды (рис. 4.2, *в*). Поэтому рассматриваемая схема и называется однополупериодной схемой выпрямителя.

На основании приведенных временны́х диаграмм можно получить соотношения между токами и напряжениями на различных участках схемы выпрямителя. Наибольший интерес представляют соотношения, позволяющие определить основные параметры вентиля и коэффициент трансформации трансформатора.

В большинстве случаев при анализе и расчете схем выпрямителей исходными величинами являются действующее значение напряжения U_1, а также средние значения выпрямленного тока $I_н$ и напряжения $U_н$. По этим значениям тока и напряжения нужно определить основные величины, характеризующие работу вентиля: максимальное значение обратного напряжения $U_{обр\ max}$, среднее $I_{а.ср}$ и максимальное $I_{а\,max}$ значения токов вентиля и коэффициент трансформации трансформатора.

Для определения коэффициента трансформации трансформатора $k = \frac{w_1}{w_2} \approx \frac{U_1}{U_2}$ необходимо установить соотношение между выпрямленными напряжением $U_н$ и напряжением U_2 вторичной обмотки трансформатора. Это соотношение можно получить, определив среднее значение однополупериодного выпрямленного напряжения:

$$U_н = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} U_{2m} \sin \alpha \, d\alpha = \frac{U_{2m}}{\pi} = \frac{\sqrt{2}\,U_2}{\pi}, \qquad (4.1)$$

где U_{2m} и U_2 — соответственно амплитудное и действующее значения напряжения вторичной обмотки трансформатора;

$\alpha = \omega t$ — фазовый угол переменного напряжения.

Отсюда

$$U_2 = \frac{\pi}{\sqrt{2}} U_н \approx 2{,}22\, U_н. \qquad (4.2)$$

Как видно из рис. 4.2,*б*, максимальное значение обратного напряжения равно амплитудному значению напряже-

ния вторичной обмотки трансформатора. С учетом выражения (4.1) получим

$$U_{\text{обр max}} = U_{2m} = \pi U_{\text{н}}. \tag{4.3}$$

Очевидно, что среднее значение тока вентиля равно среднему значению выпрямленного тока:

$$I_{\text{а. ср}} = I_{\text{н}}, \tag{4.4}$$

а максимальное значение тока вентиля

$$I_{\text{а max}} = \frac{U_{2m}}{R_{\text{н}}} = \frac{\pi U_{\text{н}}}{R_{\text{н}}} = \pi I_{\text{н}}. \tag{4.5}$$

Полученные соотношения позволяют правильно выбрать вентиль для рассматриваемой схемы выпрямителя.

При анализе работы реального трансформатора, используемого в однополупериодной схеме выпрямителя, следует иметь в виду, что ток i_2, проходящий по вторичной обмотке трансформатора, имеет постоянную составляющую. Вследствие этого сердечник трансформатора подмагничивается, и его характеристики изменяются. В частности, из-за уменьшения магнитной проницаемости сердечника индуктивность обмоток трансформатора снижается, что приводит к росту тока холостого хода, а следовательно, к снижению к. п. д. трансформатора и всего выпрямительного устройства. Кроме этого недостатка, рассмотренная схема выпрямителя характеризуется большими пульсациями выпрямленного напряжения.

Однополупериодная схема выпрямителя применяется обычно в электрических цепях малой мощности (она предназначается чаще всего для питания анодных цепей маломощных усилителей), а также в измерительных схемах. В качестве вентилей в однополупериодных схемах выпрямителей используются, как правило, кенотроны и полупроводниковые диоды.

Вопрос. Какова форма кривой тока в первичной обмотке трансформатора однополупериодного выпрямителя при синусоидальном приложенном напряжении?

1. Рис. 4.3 (п. 4.2.2)
2. Рис. 4.4 (п.4.2.3)
3. Рис. 4.5 (п.4.2.4).

4.2.2. Вы считаете, что кривая тока в первичной обмотке трансформатора однополупериодного выпрямителя имеет синусоидальную форму, если к выпрямителю приложено

синусоидальное напряжение. Давайте разберемся, так ли это.

Из теории работы трансформаторов известно [4], что ток первичной обмотки равен сумме тока холостого хода трансформатора и приведенного значения тока вторичной обмотки:

$$i_1 = i_0 + i_2' = i_0 - i_2 \frac{w_2}{w_1}. \qquad (4.6)$$

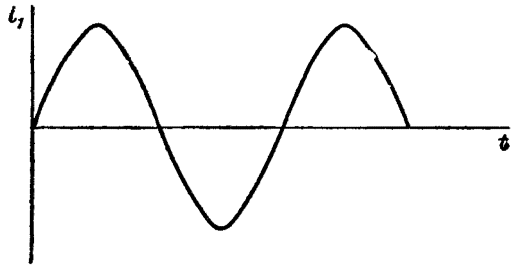


Рис. 4.3. К вопросу п. 4.2.1

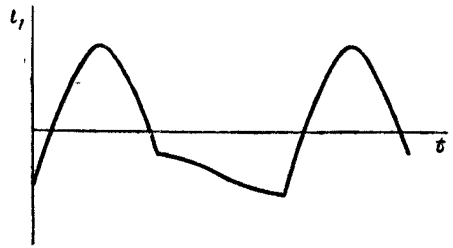


Рис. 4.4. К вопросу п. 4. 2. 1

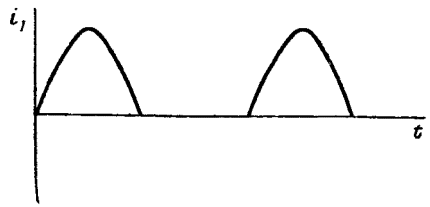


Рис. 4.5. К вопросу п. 4.2.1

Ток холостого хода трансформатора составляет обычно несколько процентов от тока первичной обмотки трансформатора, работающего в режиме, близком к режиму номинальной нагрузки. Таким образом, ток i_1 в основном определяется током вторичной обмотки трансформатора. Из преды-

дущего рассмотрения ясно, что ток во вторичной обмотке несинусоидален, поэтому ток i_1 также не может быть синусоидальным.

Подумайте еще раз, какую форму должна иметь кривая тока i_1 при синусоидальном приложенном напряжении, и выберите правильный ответ.

4.2.3. В соответствии с теорией работы трансформаторов ток первичной обмотки

$$i_1 = i_0 + i'_2 = i_0 - i_2 \frac{w_2}{w_1},$$

где i_0 — ток холостого хода трансформатора;

i'_2 — приведенное значение тока вторичной обмотки трансформатора.

Ток холостого хода, составляющий несколько процентов от номинального тока первичной обмотки, синусоидален и отстает по фазе на 90° от приложенного напряжения u_1 (рис. 4.6). Ток i_2 состоит из полуволн синусоиды.

Приведенный к первичной обмотке ток вторичной обмотки трансформатора i'_2 численно равен переменной составляющей тока i_2, умноженной на $\frac{w_2}{w_1}$. Для построения кривой тока i'_2 достаточно вычесть из тока i_2 постоянную составляющую, умножить мгновенные значения тока на $\frac{w_2}{w_1}$ и изменить их знаки на противоположные (см. рис. 4.6).

Сложив графически построенные таким образом кривые токов i'_2 и i_0, можно получить форму тока i_1, изображенную на рис. 4.4.

Вы выбрали правильный ответ, и можете переходить к § 4.3.

4.2.4. Вы считаете, что кривая тока первичной обмотки трансформатора в однополупериодной схеме выпрямителя аналогична кривой тока вторичной обмотки трансформатора. Это неправильно. Вы, очевидно, помните, что ток первичной обмотки трансформатора равен сумме тока холостого хода и приведенного значения тока вторичной обмотки трансформатора:

$$i_1 = i_0 + i'_2 = i_0 - i_2 \frac{w_2}{w_1}.$$

Ток холостого хода имеет синусоидальную форму. Для получения тока i'_2 необходимо из тока i_2 вычесть постоян-

ную составляющую, полученную переменную составляющую умножить на отношение чисел витков вторичной и первичной обмоток трансформатора и изменить знаки мгновенных значений тока на противоположные. Если сложить

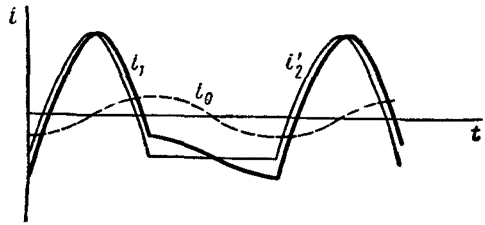


Рис. 4.6. К комментарию п. 4.2.3

графически кривые токов i_0 и i'_2, то получится форма тока i_1, отличная от формы, изображенной на рис. 4.5.

Вернитесь к п. 4.2.1 и выберите правильный ответ.

§ 4.3. Двухполупериодные схемы выпрямителей переменного тока

Существуют две схемы двухполупериодных выпрямителей переменного тока: схема с выводом средней точки вторичной обмотки трансформатора и мостовая схема.

4.3.1. Двухполупериодная схема выпрямителя с выводом средней точки вторичной обмотки трансформатора приведена на рис. 4.7.

Эта схема содержит два вентиля, благодаря которым ток через нагрузку выпрямителя проходит каждые полпериода. В тот полупериод, когда потенциал точки *а* вторичной обмотки трансформатора положителен, а потенциал точки *б* отрицателен относительно потенциала средней точки *О*, ток проходит через вентиль *1* и нагрузку $R_н$. Потенциал точки *в*, а следовательно, и потенциалы катодов вентилей становятся положительными относительно точки *О*. Так как по-

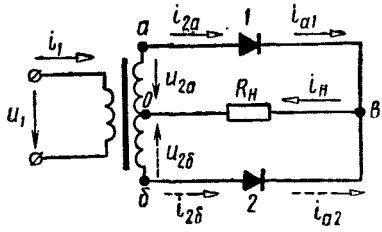


Рис. 4.7. Двухполупериодная схема выпрямителя с выводом средней точки вторичной обмотки трансформатора

тенциал анода второго вентиля отрицателен по отношению к катоду, то в первый полупериод ток через него не проходит. Между катодом и анодом второго вентиля возникает обратное напряжение, равное напряжению $u_{аб}$ в случае идеальных вентилей, для которых $R_{пр} = 0$ и $R_{обр} = \infty$. В следующий полупериод ток проходит через вентиль *2*

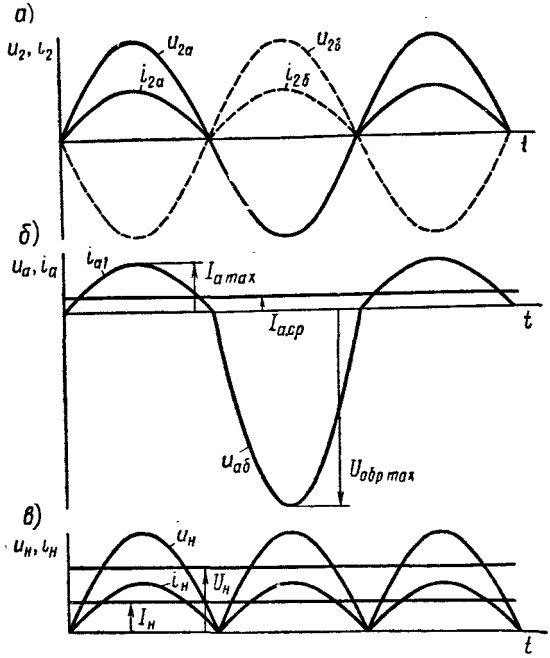


Рис. 4.8. Временны́е диаграммы напряжений и токов двухполупериодного выпрямителя с выводом средней точки вторичной обмотки траисформатора:

а — напряжений и токов вторичной обмотки трансформатора; *б* — напряжения и тока вентиля; *в* — напряжения и тока нагрузки

и нагрузку $R_н$, причем по нагрузке ток проходит в том же направлении, что и в предыдущий полупериод. При этом обратное напряжение, равное $u_{ба}$ возникает на первом вентиле.

Временны́е диаграммы токов и напряжений на различных участках рассматриваемой схемы выпрямителя приведены на рис. 4.8.

Напряжения каждой из половин вторичной обмотки трансформатора изменяются по синусоидальному закону, а токи через них проходят поочередно каждые полпериода (рис. 4.8, *а*), так же как и токи вентилей $i_а$.

Напряжение на вентиле $u_а$ в проводящий полупериод равно нулю, а в непроводящий — полному напряжению вторичной обмотки трансформатора $u_{аб}$ (рис. 4.8, *б*).

Графики изменения выпрямленного тока $i_н$ и напряжения $u_н$ (рис. 4.8, *в*) наглядно показывают преимущество этой схемы по сравнению с однополупериодной, так как среднее значение выпрямленного тока $I_н$ в этой схеме в два раза больше, чем в предыдущей при использовании одних и тех же вентилей. Поскольку кривые токов вторичной обмотки трансформатора состоят из полуволн синусоиды, причем в первый полупериод ток проходит по верхней половине обмотки (см. рис. 4.7) в одном направлении, а во второй полупериод — по нижней половине обмотки в другом направлении, магнитный поток трансформатора будет изменяться по гармоническому закону и подмагничивания сердечника трансформатора не произойдет.

Выведем основные соотношения, связывающие параметры вентилей со средними значениями тока и напряжения нагрузки.

Среднее значение выпрямленного напряжения для двухполупериодной схемы выпрямителя

$$U_н = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} U_{2m}\sin\alpha\, d\alpha = \frac{2U_{2m}}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}\,U_2}{\pi}. \quad (4.7)$$

Отсюда действующее значение напряжения одной половины вторичной обмотки трансформатора

$$U_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}U_н \approx 1{,}11\,U_н. \quad (4.8)$$

Максимальное значение обратного напряжения

$$U_{обр\,max} = U_{аб\,max} = 2U_{2m} = \pi U_н. \quad (4.9)$$

Среднее значение тока каждого вентиля

$$I_{а.\,ср} = 0{,}5\,I_н, \quad (4.10)$$

а максимальное значение этого тока

$$I_{а\,max} = \frac{U_{2m}}{R_н} = \frac{\pi U_н}{2R_н} \approx 1{,}57\,I_н. \quad (4.11)$$

Рассмотренная двухполупериодная схема выпрямителя выгодно отличается от однополупериодной схемы меньшей величиной пульсаций и в два раза большим значением тока в нагрузке при использовании одного и того же типа вентилей. Однако эту схему нельзя использовать без трансформатора, причем трансформатор обязательно должен иметь вывод средней точки вторичной обмотки. Двухполупериодная схема применяется для выпрямления переменных токов величиной до 1 *а* при напряжениях 5—8 *кв*. Чаще всего в таких выпрямителях используются двуханодные кенотроны.

Вопрос. На нагрузке двухполупериодного выпрямителя с выводом средней точки вторичной обмотки трансформатора требуется получить ту же величину выпрямленного напряжения $U_н$, что и в однополупериодном выпрямителе. Что произойдет при этом в двухполупериодном выпрямителе?

1. Меньше будет величина обратного напряжения на вентиле (п. 4.3.2).

2. Меньше будет среднее значение тока, проходящего через вентиль (п. 4.3.3).

3. Больше будет максимальное значение выпрямленного тока (п. 4.3.4).

4.3.2. Вы полагаете, что величина обратного напряжения на вентиле в двухполупериодной схеме выпрямителя с выводом средней точки вторичной обмотки трансформатора меньше, чем в однополупериодном выпрямителе при одном и том же выпрямленном напряжении $U_н$. Это неправильно, в чем нетрудно убедиться, сравнив выражения (4.3) и (4.9), связывающие максимальное обратное напряжение на вентиле $U_{обр max}$ с величиной выпрямленного напряжения $U_н$. Из этих выражений видно, что для обеих схем выпрямления максимальное значение обратного напряжения в π раз больше выпрямленного напряжения. Это является существенным недостатком рассмотренных схем выпрямителей, так как для них приходится выбирать вентили, рассчитанные на большие значения обратного напряжения.

Вернитесь к п. 4.3.1 и выберите правильный ответ.

4.3.3. Действительно, в двухполупериодном выпрямителе напряжение на нагрузке создается током, поочередно проходящим то через один, то через другой вентиль. Благодаря этому среднее значение тока, проходящего через вентиль двухполупериодного выпрямителя, в два раза меньше выпрямленного тока, проходящего через нагрузку, т. е. $I_{а.ср} = 0{,}5\, I_н$. В схеме же однополупериодного выпря-

мителя среднее значение тока вентиля равно выпрямленному току в нагрузке, т. е. $I_{а.ср} = I_н$. Таким образом, при одинаковом выпрямленном напряжении на нагрузке среднее значение тока вентиля в двухполупериодном выпрямителе в два раза меньше, чем в однополупериодном выпрямителе.

Переходите к п. 4.3.5.

4.3.4. Чтобы выяснить, является ли этот ответ правильным, рассмотрим временные диаграммы выпрямленных

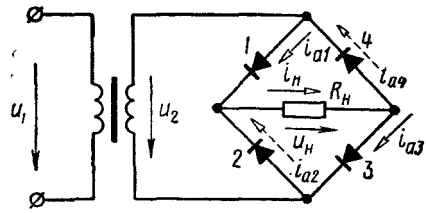


Рис. 4.9. Мостовая двухполупериодная схема выпрямителя

токов и напряжений, приведенные на рис. 4.2, *в* для однополупериодного выпрямителя и на рис. 4.8, *в* для двухполупериодного выпрямителя. Из этих диаграмм, а также из выражений (4.1) и (4.7) видно, что максимальные значения выпрямленных напряжений и токов в схеме однополупериодного выпрямителя в π раз, а в схеме двухполупериодного выпрямителя в $\pi/2$ раз больше соответственно $U_н$ и $I_н$. Таким образом, при одинаковом выпрямленном напряжении на нагрузке максимальное значение выпрямленного тока больше в однополупериодном, а не в двухполупериодном выпрямителе. Это говорит о том, что пульсации выпрямленного тока в однополупериодном выпрямителе больше, чем в двухполупериодном выпрямителе.

Вернитесь к п. 4.3.1 и выберите правильный ответ.

4.3.5. Мостовая двухполупериодная схема выпрямителя (рис. 4.9) содержит две пары вентилей, включенных по схеме четырехплечного моста.

Каждая пара вентилей пропускает ток поочередно. В полупериод, соответствующий указанным на схеме направлениям напряжения, ток проходит через вентиль *1*, нагрузку $R_н$ и вентиль *3*. Аноды вентилей *2* и *4* в этот полупериод имеют отрицательный потенциал по отношению к катодам, и ток через эти вентили не проходит. В следующий полу-

период ток будет проходить через вентиль *2*, нагрузку $R_н$ и вентиль *4*, причем направление тока в нагрузке будет таким же, как и в предыдущий полупериод.

Временные диаграммы напряжений и токов для мостовой схемы выпрямителя приведены на рис. 4.10.

Совершенно очевидно, что ток в первичной и вторичной обмотках трансформатора будет синусоидальным, если при-

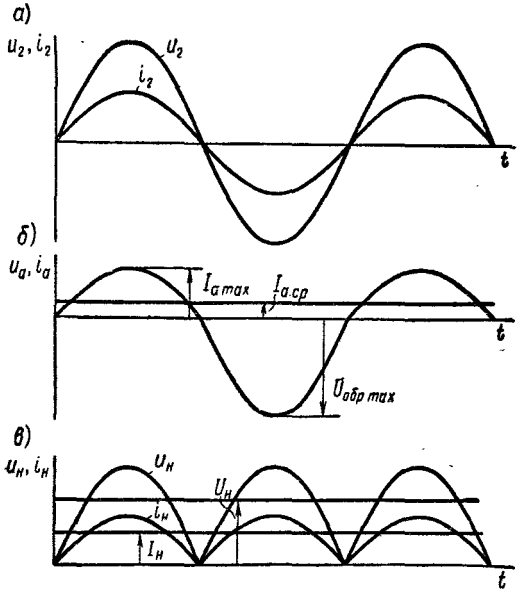


Рис. 4.10. Временные диаграммы напряжений и токов для мостовой схемы двухполупериодного выпрямителя:

а — напряжения и тока вторичной обмотки трансформатора; *б* — напряжения и тока вентиля; *в* — напряжения и тока нагрузки

ложенное напряжение u_1 синусоидально (рис. 4.10, *а*). Напряжение на вентиле в непроводящий полупериод равно u_2 (рис. 4.10, *б*). Кривые тока вентиля, тока и напряжения на нагрузке (рис. 4.10, *б* и *в*) имеют такой же вид, как и кривые соответствующих токов и напряжений для схемы с выводом средней точки вторичной обмотки трансформатора (см. рис. 4.8, *б* и *в*).

Соотношения между токами и напряжениями для мостовой схемы выпрямителя определяются очень легко.

Отношение действующего значения напряжения вторичной обмотки к среднему значению выпрямленного напряжения равно коэффициенту формы синусоидального напряжения, поэтому

$$U_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_н \approx 1{,}11\, U_н. \qquad (4.12)$$

Максимальное значение обратного напряжения на вентиле равно амплитудному значению приложенного напряжения, так как в один из полупериодов, когда ток проходит через вентили *1* и *3*, вентили *2* и *4* оказываются включенными параллельно и к ним приложено напряжение u_2, а в другой полупериод напряжение u_2 приложено к параллельно включенным вентилям *1* и *3*. Таким образом,

$$U_{обр\ max} = U_{2m} = \sqrt{2}\, U_2 = \frac{\pi}{2} U \approx 1{,}57\, U_н. \qquad (4.13)$$

Среднее значение тока вентиля

$$I_{а.\ ср} = 0{,}5\, I_н, \qquad (4.14)$$

а максимальное значение тока вентиля

$$I_{а\ max} = \frac{U_{2m}}{R_н} = \frac{\pi U_н}{2 R_н} \approx 1{,}57\, I_н. \qquad (4.15)$$

Приведенные соотношения показывают, что мостовая схема выпрямителя обладает хорошими свойствами. В этой схеме обратное напряжение меньше по сравнению с предыдущей, поэтому выпрямленное напряжение может быть в два раза больше, чем в предыдущей схеме при использовании одинаковых вентилей. В мостовой схеме трансформатор не имеет средней точки, а в некоторых случаях, когда не нужно согласовывать величины приложенного и выпрямленного напряжений, возможно использование мостовой схемы выпрямителя без трансформатора. Мостовые схемы выпрямителей широко применяются в измерительных устройствах и устройствах промышленной электроники небольшой мощности. Недостатком мостовой схемы выпрямителя является необходимость использования четырех вентилей.

Вопрос. Какой из трех типов вентилей (конотрон, газотрон или полупроводниковый диод) наиболее целесообразно использовать в мостовой схеме выпрямителя?

1. Кенотрон (п. 4.3.6).

2. Газотрон (п. 4.3.7).

3. Полупроводниковый диод (п. 4.3.8).

4.3.6. Это неверно. Во-первых, вследствие того, что кенотроны имеют большое внутреннее сопротивление, а в мостовой схеме выпрямителя в проводящий полупериод ток проходит одновременно через два вентиля, на которых создается довольно большое падение напряжения. Во-вторых, вследствие того, что катоды четырех кенотронов, включенных в мостовую схему выпрямителя, находятся под разными потенциалами, отличающимися на величину приложенного напряжения. Поэтому при использовании кенотронов цепи накала должны питаться от отдельных обмоток трансформатора.

Вернитесь к 4.3.5 и выберите правильный ответ.

4.3.7. Газотроны нецелесообразно использовать в мостовой схеме выпрямителя, так как при этом возникают трудности с питанием цепей накала. Дело в том, что катоды газотронов, включенных в мостовую схему выпрямителя, находятся под разными потенциалами, отличающимися на величину приложенного напряжения, а эта величина может быть значительной. Поэтому в случае газотронов цепи накала должны питаться от отдельных обмоток трансформатора.

Вернитесь к 4.3.5 и выберите правильный ответ.

4.3.8. Вы правильно считаете, что в мостовой схеме выпрямителя наиболее целесообразно использовать полупроводниковые диоды. Применение в этой схеме кенотронов и газотронов сопряжено с определенными трудностями питания цепей накала. Дело в том, что катоды вентилей, включенных в мостовую схему выпрямителя, могут находиться под разными потенциалами, отличающимися на сравнительно большую величину приложенного напряжения. Действительно, в полупериод, когда ток проходит через вентили *1* и *3*, катод вентиля *3* находится под потенциалом нижнего зажима вторичной обмотки трансформатора, а катоды всех остальных вентилей — под потенциалом верхнего зажима вторичной обмотки трансформатора. В другой полупериод, когда ток проходит через вентили *2* и *4*, катод вентиля *4* находится под потенциалом верхнего, а катоды других вентилей — под потенциалом нижнего зажима вторичной обмотки трансформатора. Поэтому в случае кенотронов и газотронов цепи накала должны питаться от отдельных обмоток трансформатора. При использовании полупроводниковых диодов таких затруднений не

возникает. Кроме того, наличие полупроводниковых диодов в мостовой схеме выпрямителя, содержащей четыре вентиля, целесообразно и с экономической точки зрения, так как полупроводниковые вентили значительно дешевле кенотронов и газотронов, рассчитанных на ту же мощность.

Переходите к § 4.4.

§ 4.4. Выпрямители с регулируемым выпрямленным напряжением

4.4.1. В некоторых случаях на практике требуется плавное регулирование величины выпрямленного напряжения или тока. Такое регулирование может осуществляться с помощью реостатов или потенциометров, включенных в цепь переменного или выпрямленного тока. Однако подобный метод регулирования тока в нагрузке очень неэкономичен, так как значительная часть мощности при этом расходуется в регулировочном элементе. Для повышения к.п.д. выпрямительного устройства вместо переменного резистора в качестве регулировочного элемента можно использовать дроссель, включенный в цепь переменного напряжения. Изменяя величину индуктивности дросселя, например, с помощью подмагничивания его сердечника, можно плавно менять величину напряжения на обмотках трансформатора, а следовательно, и величину выпрямленного тока. Но и при этом методе регулирования неизбежны определенные потери мощности в регулировочном элементе — дросселе.

Наиболее удобным и экономичным, а поэтому и наиболее распространенным выпрямительным устройством с регулируемым выпрямленным напряжением является управляемый выпрямитель, в котором используется тиратрон или тиристор.

Схема включения тиратрона в цепь переменного напряжения показана на рис. 4.11.

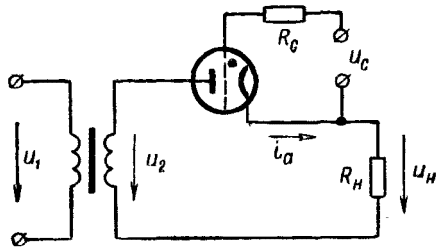


Рис. 4.11. Схема управляемого выпрямителя с использованием тиратрона

Как известно [2], сеточное напряжение, при котором происходит зажигание тиратрона, зависит от анодного напряжения. Эта зависимость $U_{\text{с.заж}} = f(U_{\text{а}})$ называется характеристикой зажигания (рис. 4.12).

При использовании тиратрона для выпрямления переменного напряжения важной характеристикой является пусковая характеристика $u_{\text{с.заж}} = \varphi(t)$, соответствующая переменному синусоидальному анодному напряжению $u_{\text{а}}$.

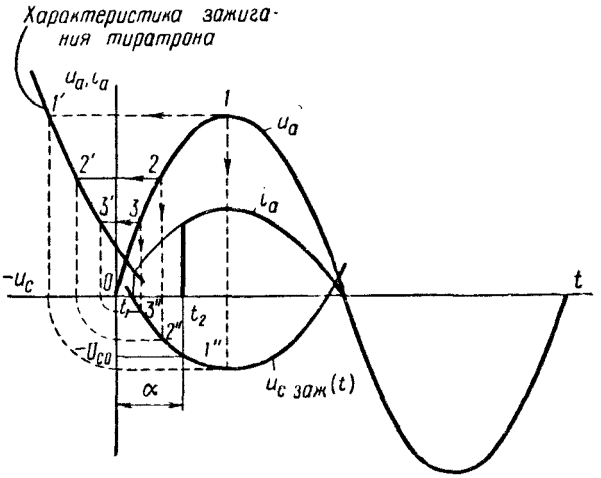


Рис. 4.12. Построение пусковой характеристики тиратрона

На рис. 4.12 показано построение пусковой характеристики с помощью характеристики зажигания тиратрона.

Как видно из этого рисунка, зажигание тиратрона при отсутствии сеточного напряжения происходит в момент времени t_1. Начиная с этого момента и до конца положительного полупериода приложенного напряжения через тиратрон и нагрузку $R_{\text{н}}$ (см. рис. 4.11) проходит ток. Если к сеточной цепи тиратрона подвести отрицательное постоянное напряжение $U_{\text{с0}}$, то тиратрон зажжется в момент времени t_2.

Из рис. 4.12 видно, что изменением величины сеточного напряжения $U_{\text{с0}}$ можно управлять моментом зажигания тиратрона. Очевидно, что среднее значение выпрямленного тока и напряжения при этом будет изменяться. Такой способ регулирования выпрямленного напряжения является весьма экономичным, так как потребление мощности в се-

точной цепи ничтожно мало. Однако управление моментом зажигания тиратрона с помощью постоянного напряжения имеет существенные недостатки.

Во-первых, изменением постоянного сеточного напряжения можно регулировать момент зажигания тиратрона лишь в пределах четверти периода, т. е. угол управления α (см. рис. 4.12) может изменяться только от 0 до 90°, а среднее значение выпрямленного напряжения — только в два раза.

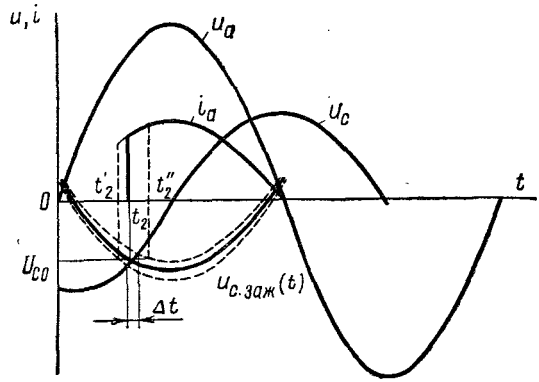


Рис. 4.13. Фазовый метод регулирования среднего значения выпрямленного напряжения

Во-вторых, поскольку пусковая характеристика $u_{с.заж} = \varphi(t)$ у реальных тиратронов имеет некоторый разброс (см. пунктирные кривые на рис. 4.13), при постоянном напряжении $U_{с0}$ момент зажигания тиратрона может произвольно изменяться в некотором интервале времени $t_2' - t_2''$.

Такой разброс моментов зажигания тиратрона приводит к нестабильности величины выпрямленного напряжения, что весьма нежелательно.

Увеличения стабильности работы тиратронного выпрямителя можно добиться путем использования переменного напряжения в сеточной цепи. Благодаря тому что кривая переменного напряжения $u_с$ (см. рис. 4.13) пересекает пусковую характеристику $u_{с.заж} = \varphi(t)$ под большим углом, интервал времени Δt, ограничивающий разброс моментов зажигания тиратрона, значительно меньше, чем при постоянном сеточном напряжении. Изменяя угол сдвига фаз между анодным и сеточным напряжениями, можно ре-

гулировать угол управления α в пределах от 0 до 180°, что соответствует изменению выпрямленного напряжения от наибольшего значения до нуля. Среднее значение выпрямленного напряжения в этом случае может быть найдено из выражения

$$U_{ср} = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi} U_m \sin\omega t \; d(\omega t) = \frac{U_m}{2\pi}(1+\cos\alpha). \quad (4.16)$$

Изменение фазы сеточного напряжения осуществляется чаще всего с помощью мостовой схемы фазовращателя (рис. 4.14, *а*), состоящей из трансформатора, конденсато-

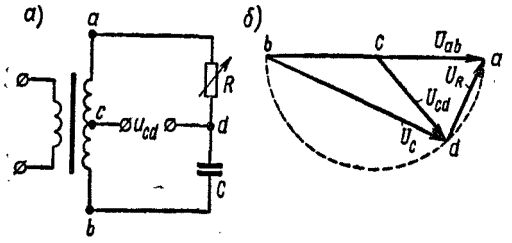


Рис. 4.14. Мостовая схема фазовращателя (*а*) и его векторная диаграмма (*б*)

ра C и переменного резистора R. Из круговой векторной диаграммы (рис. 4.14, *б*), построенной для этой схемы, видно, что при изменении сопротивления резистора R фаза напряжения u_{cd}, поступающего с фазовращателя в сеточную цепь тиратрона, может изменяться от 0 до 180°. В то же время величина напряжения остается неизменной, так как годографом вектора этого напряжения является окружность.

В некоторых случаях используется импульсный метод регулирования выпрямленного напряжения. Сущность этого метода заключается в том, что тиратрон заперт отрицательным сеточным напряжением $U_{с0}$ (рис. 4.15), а зажигание тиратрона осуществляется с помощью кратковременных прямоугольных импульсов $U_{с.\,имп}$, поступающих в его сеточную цепь. Выпрямленное напряжение регулируется изменением времени T (см. рис. 4.15) прихода положительных прямоугольных импульсов.

Регулирование выпрямленного напряжения с использованием тиратронов может применяться как в однополупериодных, так и в двухполупериодных схемах выпрямителей.

Вопрос. В чем преимущество импульсного метода регулирования выпрямленного напряжения по сравнению с методом регулирования переменным сеточным напряжением?

1. Импульсный метод увеличивает стабильность выпрямленного напряжения (п. 4.4.2).

2. Импульсный метод является более экономичным (п. 4.4.3).

3. При импульсном методе уменьшаются пульсации выпрямленного напряжения (п. 4.4.4).

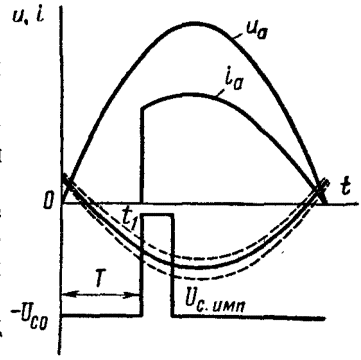


Рис. 4.15. Импульсный метод регулирования среднего значения выпрямленного напряжения

4.4.2. Импульсный метод управления тиратроном действительно увеличивает стабильность выпрямленного напряжения. Зажигание тиратрона при этом происходит в строго фиксированный момент времени t_1 (см. рис. 4.15) прихода импульса независимо от разброса пусковых характеристик. Разброс моментов зажигания тиратрона практически отсутствует даже при существенном разбросе характеристик зажигания. Стабильность работы тиратронного выпрямителя при импульсном методе управления весьма высокая, но поскольку схема выпрямительного устройства в этом случае получается довольно сложной, такой метод регулирования выпрямленным напряжением применяется реже, чем фазовый метод управления с помощью переменного сеточного напряжения.

Переходите к п. 4.4.5.

4.4.3. На первый взгляд кажется, что импульсный метод управления тиратроном является более экономичным по сравнению с методом управления при помощи переменного сеточного напряжения. Однако на самом деле, мощность, потребляемая сеточной цепью тиратрона от источника управляемого напряжения, очень незначительна. Она опре-

деляется величиной сеточного тока, проходящего в основном в период, соответствующий существованию дугового разряда в тиратроне, т. е. после его зажигания. Величина этого тока не зависит от метода управления тиратроном.

Для уменьшения сеточного тока, а следовательно, мощности, затрачиваемой на управление, в сеточную цепь тиратрона включают специальный резистор R_c с большим сопротивлением (см. рис. 4.11).

Вернитесь к п. 4.4.1 и выберите правильный ответ.

4.4.4. Пульсации выпрямленного напряжения зависят в основном от угла управления α (см. рис. 4.12), т. е. от времени, в течение которого через тиратрон проходит ток. Если угол управления $\alpha = 0$, то форма выпрямленного напряжения соответствует форме напряжения на нагрузке однополупериодного выпрямителя, т. е. импульсы напряжения при этом соответствуют положительным полуволнам синусоиды. При увеличении угла управления форма импульсов выпрямленного напряжения изменится. Конечно, при этом изменятся и пульсации выпрямленного напряжения, которые зависят лишь от угла управления и не зависят от метода управления тиратроном. Вы, вероятно, имели в виду, что импульсный метод увеличивает стабильность выпрямленного напряжения, а это в свою очередь приводит к уменьшению пульсаций. Действительно, нестабильность величины выпрямленного напряжения, обусловленная разбросом пусковых характеристик тиратрона, приводит при фазовом методе управления тиратроном с помощью переменного сеточного напряжения к дополнительным пульсациям. Однако когда говорят о пульсациях выпрямленного напряжения, имеют в виду гармонические составляющие напряжения, величина которых полностью обусловлена формой выпрямленного напряжения.

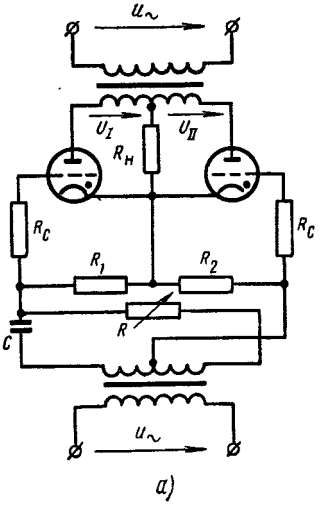
Вернитесь к п. 4.4.1, выберите правильный ответ и ознакомьтесь с комментариями к этому ответу.

4.4.5. Помимо рассмотренной однополупериодной схемы выпрямителя, на практике широко применяются двухполупериодные выпрямители с регулируемым выпрямленным напряжением. Схема такого выпрямителя, собранного на двух тиратронах, приведена на рис. 4.16, *а*.

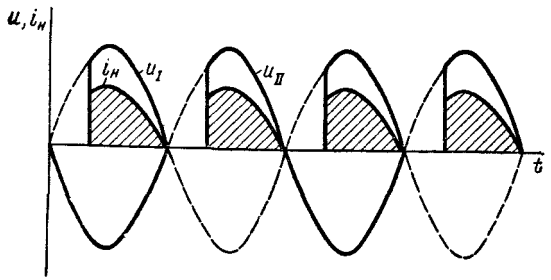
Изменение фазы сеточного напряжения с целью управления моментом зажигания тиратронов осуществляется путем изменения сопротивления резистора R в мостовой схеме фазовращателя, состоящего из вторичной обмотки трансформатора, конденсатора C и переменного резисто

ра R. Сеточные напряжения двух тиратронов, сдвинутые относительно друг друга на 180°, снимаются с резисторов R_1 и R_2. На рис. 4.16, *б* приведены осциллограммы выпрямленного напряжения и тока при активной нагрузке двухполупериодного выпрямителя для некоторого значения угла управления α. Нетрудно видеть, что среднее значение выпрямленного напряжения в двухполупериодном выпрямителе при одном и том же значении α в два раза больше, чем в однополупериодном выпрямителе.

В настоящее время в выпрямителях с регулируемым выпрямленным напряжением все чаще используются тиристоры вместо тиратронов, особенно в схемах низковольтных выпрямителей. Напомним [2], что тиристор представляет собой полупроводниковый прибор с тремя p-n-переходами (рис. 4.17).



а)



б)

Рис. 4.16. Схема двухполупериодного выпрямителя с регулируемым выпрямленным напряжением (*а*) и временные диаграммы напряжений и токов (*б*)

Вольтамперные характеристики тиристора при различных значениях тока управления $I_у$ приведены на рис. 4.18.

Из приведенных характеристик видно, что каждому значению тока управления соответствует определенное значение напряжения включения $U_{вкл}$. Под напряжением

включения понимают такую величину анодиого напряжения U_a, при которой начинается лавинообразное нарастание тока в тиристоре. Если последовательно с тиристором включен резистор R_a (см. рис. 4.17), то лавинообразное нарастание тока приводит к резкому перераспределению напряжения между тиристором и резистором, в результате чего напряжение на тиристоре снижается до величины порядка 0,5—1 *в*, и практически все напряжение оказывается приложенным к резистору. При обратной полярности приложенного напряжения ток тиристора имеет очень небольшую величину, и напряжение на резисторе R_a практически равно нулю.

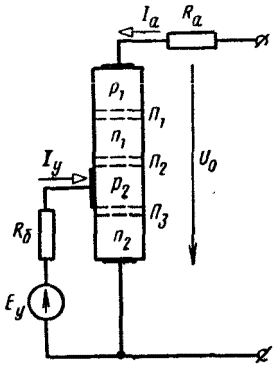


Рис. 4.17. Структурная схема тиристора

При использовании тиристоров обычно применяется импульсный метод регулирования выпрямленного напряжения. При этом методе регулирования к управляющим электродам тиристоров подводятся импульсы тока управления I_y, осуществляющие включение тиристоров в соответствующие моменты времени.

На рис. 4.19 приведена одна из возможных схем двухполупериодного выпрямителя на тиристорах.

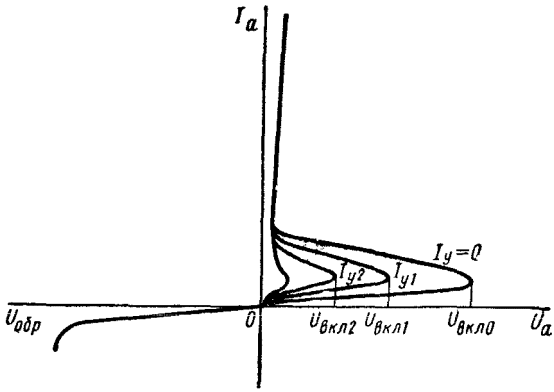


Рис. 4.18. Вольтамперные характеристики тиристора

В этой схеме управляющие импульсы для цепей управления тиристоров создаются на выходе специального устройства, собранного на двух полупроводниковых триодах. На входы этих триодов между эмиттером и базой подается напряжение, снимаемое с мостовой схемы фазовращателя. Благодаря диодам $Д_1$ и $Д_2$, включенным на выходе фазо-

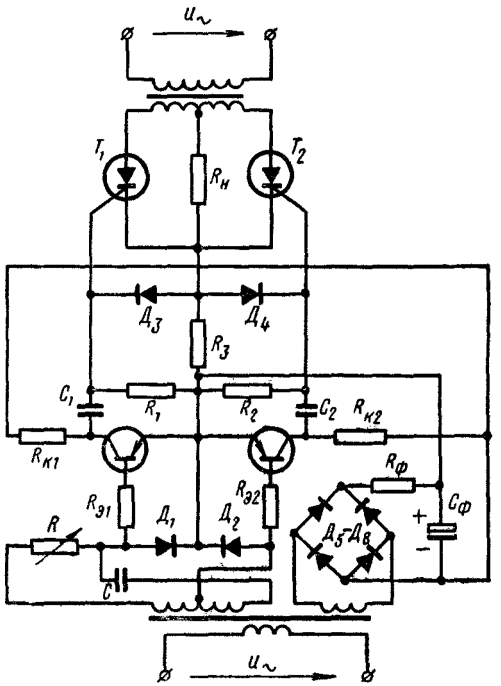


Рис. 4.19. Схема двухполупериодного управляемого выпрямителя на тиристорах

вращателя, на входы полупроводниковых триодов поступают лишь положительные полуволны синусоидального напряжения. Питание усилителей на полупроводниковых триодах осуществляется от выпрямителя, собранного по мостовой схеме. Форма кривой напряжения на выходе усилителей имеет вид трапеции, так как на их входы подается напряжение довольно большой величины. Выходные напряжения усилителей дифференцируются с помощью цепочек R_1C_1 и R_2C_2. Благодаря диодам $Д_3$ и $Д_4$ в управляю-

щие цепи тиристоров поступают лишь положительные импульсы. Время прихода этих импульсов регулируется переменным резистором R мостового фазовращателя. Форма напряжения на нагрузке рассмотренного двухполупериодного выпрямителя на тиристорах имеет такой же вид, как и форма выпрямленного напряжения, приведенного на рис. 4.16, *б*.

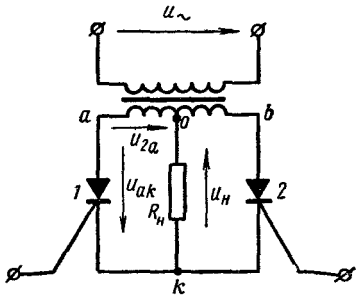


Рис. 4.20. К вопросу п. 4.4.5

Вопрос. Какова будет форма кривой напряжения $u_{ак}$ на тиристоре *1* (рис. 4.20) в схеме двухполупериодного выпрямителя при синусоидальном приложенном напряжении для угла управления $\alpha = 90°$, если напряжение на включенном тиристоре считать равным нулю?

1. Рис. 4.21 (п. 4.4.6).
2. Рис. 4.22 (п. 4.4.7).
3. Рис. 4.23 (п. 4.4.8).
4. Рис. 4.24 (п. 4.4.9).

4.4.6. На первый взгляд может показаться, что такую необычную форму, как на рис. 4.21, не может иметь кривая напряжения на тиристоре. Но анализ работы двухполупериодного выпрямителя показывает, что кривая напряжения $u_{ак}$ имеет именно такую форму. В этом нетрудно убедиться. В соответствии с принятыми на рис. 4.20 направлениями напряжений напряжение на тиристоре *1*

$$u_{ак} = u_{2a} - u_н.$$

Так как при $\alpha = 90°$ в первую четверть периода напряжение на нагрузке $u_н = 0$, то $u_{ак} = u_{2a}$. Во вторую четверть периода $u_н = u_{2a}$, поэтому $u_{ак} = 0$. В третью четверть периода $u_н = 0$ и обратное напряжение на тиристоре равно напряжению u_{2a}. В четвертую четверть периода, когда включается тиристор *2* и потенциал катода тиристора *1* становится равным потенциалу точки *b*, все напряжение вторичной обмотки трансформатора, в два раза большее u_{2a}, оказывается приложенным к тиристору *1*.

Вы правильно определили форму кривой напряжения на тиристоре в двухполупериодном выпрямителе. Теперь найдите правильный ответ на следующий вопрос.

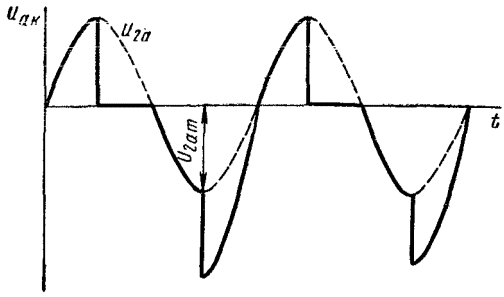


Рис. 4.21. К вопросу п. 4.4.5

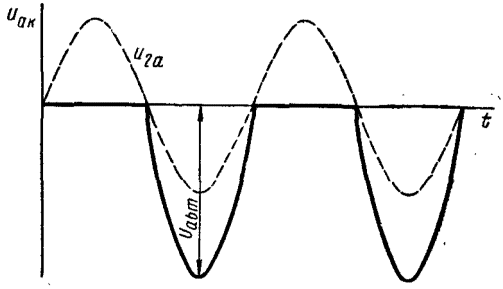


Рис. 4.22. К вопросу п. 4.4.5

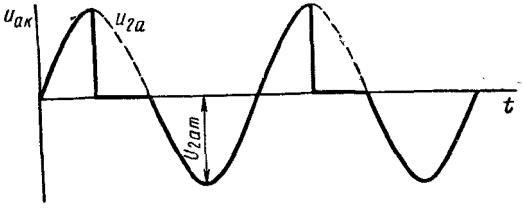


Рис. 4.23. К вопросу п. 4.4.5

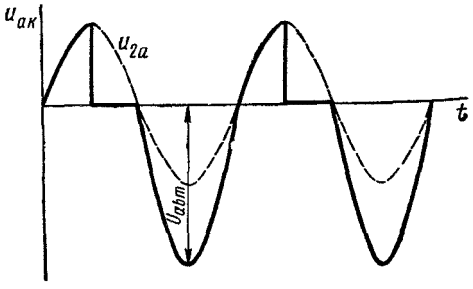


Рис. 4.24. К вопросу п. 4.4.5

Вопрос. Чему равно среднее значение выпрямленного напряжения на нагрузке двухполупериодного выпрямителя (см. рис. 4.20) при $\alpha = 90°$, если действующее значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора $U_{ab} = 1000$ *в*?

1. $U_н = 450$ *в* (п. 4.4.10).
2. $U_н = 225$ *в* (п. 4.4.11).
3. $U_н = 160$ *в* (п. 4.4.12).

4.4.7. Кривая напряжения на тиристоре *1* двухполупериодного выпрямителя действительно может иметь форму, приведенную на рис. 4.22, но только не при $\alpha = 90°$. Поскольку напряжение $u_{ак}$ в течение всего положительного полупериода приложенного напряжения $u_{2а}$ равно нулю, это означает, что тиристор *1* (см. рис. 4.20) включен в течение всего этого времени, что соответствует $\alpha = 0$. В отрицательный полупериод напряжения $u_{2а}$ тиристор *1* выключен, а тиристор *2* при $\alpha = 0$ включен в течение всего этого полупериода. При этом потенциал катода тиристора *1* равен потенциалу точки *b* и обратное напряжение на тиристоре *1* равно напряжению u_{ab}.

Поскольку Вы выбрали форму кривой $u_{ак}$, не соответствующую $\alpha = 90°$, Вам следует вернуться к п. 4.4.5 и найти правильный ответ.

4.4.8. Кривая напряжения на тиристоре $u_{ак}$ в положительные полупериоды напряжения $u_{2а}$ действительно имеет форму, изображенную на рис. 4.23.

В этом легко убедиться, записав уравнение по второму закону Кирхгофа для схемы двухполупериодного выпрямителя (см. рис. 4.20):

$$u_{ак} = u_{2а} - u_н.$$

В первую четверть полупериода при $\alpha = 90°$ напряжение $u_н = 0$, поэтому $u_{ак} = u_{2а}$, а во вторую четверть периода тиристор *1* включен и напряжение на нем равно нулю. Кривая обратного напряжения на тиристоре имеет другую форму, и в этом заключается Ваша ошибка.

Вернитесь к п. 4.4.5, проанализируйте работу двухполупериодного выпрямителя и найдите правильную форму кривой напряжения на тиристоре.

4.4.9. Форма кривой напряжения на тиристоре в положительный полупериод приложенного напряжения $u_{2а}$ соответствует действительности (рис. 4.24). А вот будет ли в отрицательный полупериод напряжение на тиристоре $u_{ак} = u_{ab}$? Такая форма кривой обратного напряжения на

тиристоре действительно будет иметь место в двухполупериодном выпрямителе, но только при $\alpha = 0$, а не при $\alpha = 90°$. Вернитесь к п. 4.4.5, проанализируйте еще раз работу двухполупериодного выпрямителя и выберите правильный ответ.

4.4.10. Вы ошибаетесь, считая, что при $U_{ab} = 1000$ *в* напряжение на нагрузке $U_н = 450$ *в*. Выпрямленное напряжение, к сожалению, будет значительно меньше. Оно было бы таким, если бы угол управления α был равен нулю, а не 90°. При $\alpha = 90°$ напряжение $U_н = 450$ *в*, когда $U_{2a} = 1000$ *в*.

Теперь, когда мы указали Вам на одну из двух возможных ошибок, Вы без труда сможете найти верный ответ в п. 4.4.6.

4.4.11. Правильно. Среднее значение выпрямленного напряжения на нагрузке двухполупериодного выпрямителя при $\alpha = 90°$ и $U_{ab} = 1000$ *в* действительно равно 225 *в*. Вы, очевидно, определили его следующим образом. Амплитудное значение фазного напряжения двухполупериодного выпрямителя (см. рис. 4.20)

$$U_{2am} = \frac{\sqrt{2}\,U_{ab}}{2} = 707 \text{ в}.$$

Среднее значение напряжения на нагрузке двухполупериодного выпрямителя равно:

при $\alpha = 0$

$$U_н = \frac{2U_{2am}}{\pi} = \frac{\sqrt{2}\,U_{ab}}{\pi} = 450 \text{ в},$$

при $\alpha = 90°$

$$U_н = \frac{\sqrt{2}\,U_{ab}}{2\pi} = 225 \text{ в}.$$

Переходите к § 4.5.

4.4.12. Напряжение на нагрузке двухполупериодного выпрямителя при заданных условиях не будет равно 160 *в*. Ваша ошибка, наверно, связана с тем, что Вы оперировали напряжением 1000 *в* как амплитудным значением напряжения на вторичной обмотке трансформатора. Если $U_{abm} = 1000$ *в*, то среднее значение выпрямленного напряжения в рассматриваемой схеме при $\alpha = 90°$

$$U_н = \frac{U_{abm}}{2\pi} = 160 \text{ в}.$$

Теперь Вы легко сможете выбрать правильный ответ в п. 4.4.6.

§ 4.5. Сглаживающие фильтры

4.5.1. Выпрямленное напряжение, выделяемое на нагрузке выпрямителей, рассмотренных в предыдущих параграфах, является пульсирующим. Оно содержит как постоянную, так и переменную составляющие. Поскольку выражение для выпрямленного напряжения является периодической несинусоидальной функцией, оно может быть разложено в ряд Фурье на постоянную и гармонические составляющие.

Разложение в ряд Фурье кривой выпрямленного напряжения имеет вид:

для схемы однополупериодного выпрямителя

$$u = U_{\text{н}}\left(1 + \frac{\pi}{2}\cos\omega t + \frac{2}{3}\cos 2\omega t - \right.$$
$$\left. - \frac{2}{15}\cos 4\omega t + \ldots\right), \qquad (4.17)$$

для схемы двухполупериодного выпрямителя

$$u = U_{\text{н}}\left(1 + \frac{2}{3}\cos 2\omega t - \frac{2}{15}\cos 4\omega t + \ldots\right). \qquad (4.18)$$

Приведенные выражения показывают, что выпрямленное напряжение, помимо постоянной составляющей $U_{\text{н}}$, имеет бесконечный ряд гармонических составляющих.

При однополупериодном выпрямлении наибольшую амплитуду имеет основная гармоническая составляющая, частота которой ω равна частоте приложенного напряжения. Кроме этой гармоники, выпрямленное напряжение содержит четные гармоники, амплитуды которых убывают с ростом частоты гармоники.

При двухполупериодном выпрямлении переменная составляющая выпрямленного напряжения содержит лишь четные гармоники как видно из выражений (4.17) и (4.18), отношение переменной составляющей к постоянной составляющей в двухполупериодном выпрямителе гораздо меньше, чем в однополупериодном.

Соотношение между постоянной и переменной составляющими в выпрямителе с регулируемым выпрямленным напряжением зависит от угла управления α.

Отношение переменной составляющей к постоянной составляющей характеризует пульсации выпрямленного напряжения. Поскольку амплитуда основной гармоники на-

много больше амплитуд остальных гармоник, качество выпрямительной схемы принято оценивать коэффициентом пульсаций p, представляющим собой отношение амплитуды U_m основной гармоники выпрямленного напряжения к его среднему значению $U_н$, равному постоянной составляющей выпрямленного напряжения:

$$p = \frac{U_m}{U_н}. \tag{4.19}$$

Из выражений (4.17) и (4.18) видно, что величина коэффициента пульсации для однополупериодной схемы выпрямителя $p \approx 1{,}57$, а для двухполупериодной схемы $p \approx 0{,}67$.

Наличие пульсаций выпрямленного напряжения вредно сказывается на работе устройств, использующих эти напряжения. Для уменьшения пульсаций применяются специальные схемы, которые называются сглаживающими фильтрами.

Основными элементами сглаживающих фильтров являются катушки индуктивности и конденсаторы. В зависимости от того, какие реактивные элементы используются в схеме фильтра, различают индуктивные, емкостные и смешанные сглаживающие фильтры. Для характеристики эффективности действия фильтра используют коэффициент сглаживания q, равный отношению коэффициентов пульсаций на входе и выходе фильтра:

$$q = \frac{p_{вх}}{p_{вых}}. \tag{4.20}$$

Индуктивный фильтр, включенный в схему однополупериодного выпрямителя (рис. 4.25), существенно изменяет форму тока, проходящего через нагрузку (рис. 4.26).

В зависимости от постоянной времени вторичной цепи $\tau = \frac{L_ф}{R_н}$ меняется форма и длительность импульсов тока:

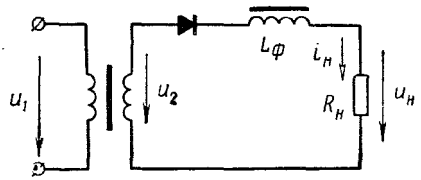


Рис. 4.25. Индуктивный фильтр в однополупериодной схеме выпрямителя

чем больше τ, тем больше длительность импульса. Это объясняется тем, что катушка индуктивности $L_ф$ в положительные полупериоды приложенного напряжения, когда ток нарастает, накапливает энергию, благодаря которой в первую часть отрицательного полупериода ток продолжает проходить через нагрузку. Чем больше индуктивность катушки $L_ф$, тем больше накопленная в ней энергия, а следовательно, тем больше длительность импульсов тока $i_н$.

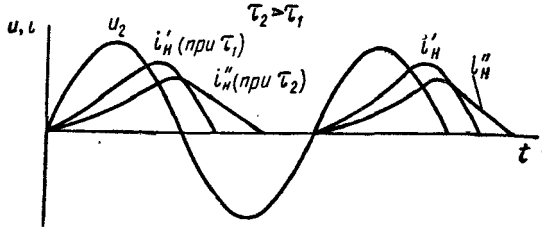


Рис. 4.26. Зависимость формы кривой выпрямленного тока от постоянной времени индуктивного фильтра

Но величина этих импульсов при большей индуктивности $L_ф$ становится меньше. Можно показать, что переменная составляющая тока, а следовательно, и переменная составляющая на нагрузке значительно уменьшаются. Однако одновременно с этим уменьшается и постоянная составляющая выпрямленного тока. В результате этого коэффициент пульсаций практически не уменьшается. Поэтому индуктивный фильтр в однополупериодных схемах выпрямителей переменного тока не применяется.

В двухполупериодных схемах выпрямителей (рис. 4.27,*а*) импульсы тока, проходящие поочередно через вентили *1* и *2*, накладываясь друг на друга, создают в нагрузке $R_н$ непрерывный ток $i_н$ (рис. 4.27, *б*). Форма кривой выпрямленного тока и выпрямленного напряжения при этом такова, что коэффициент пульсаций в двухполупериодных выпрямителях за счет действия индуктивного фильтра может уменьшаться в несколько раз. Поэтому индуктивные фильтры могут с успехом применяться в схемах двухполупериодных выпрямителей.

Емкостные фильтры используются в различных схемах выпрямителей. Рассмотрим действие емкостного фильтра в схеме однополупериодного выпрямителя (рис. 4.28).

На рис. 4.29 приведены временные диаграммы напряжений и тока, поясняющие принцип действия емкостного фильтра.

Если считать трансформатор и вентиль идеальными, то в установившемся режиме конденсатор $C_ф$ в положительный полупериод заряжается через вентиль до амплитуд-

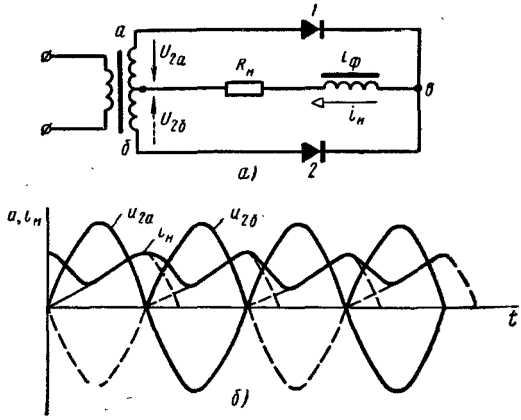


Рис. 4.27. Индуктивный фильтр в двухполупериодной схеме выпрямителя (*а*) и временные диаграммы выпрямленного тока (*б*)

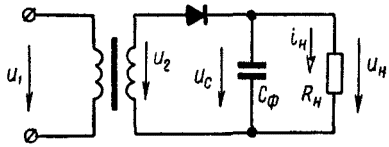


Рис. 4.28. Емкостный фильтр в однополупериодной схеме выпрямителя

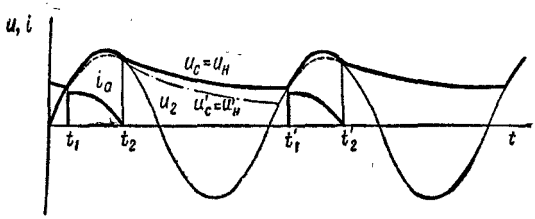


Рис 4.29. Временные диаграммы напряжений и тока однополупериодного выпрямители с емкостным фильтром

ного значения напряжения вторичной обмотки трансформатора. При уменьшении напряжения u_2 напряжение на конденсаторе u_C также уменьшается, причем вначале это уменьшение происходит с возрастающей скоростью в соответствии с изменением напряжения u_2. В момент времени t_2 (см. рис. 4.29) скорость изменения напряжения на конденсаторе достигает предельной для данной схемы величины. Дальнейшее уменьшение напряжения u_C происходит за счет разряда конденсатора через нагрузку по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau = R_н C_ф$. Ток $i_а$, проходящий через вентиль, становится равным нулю.

Начиная с момента времени t_2, вентиль остается закрытым до тех пор, пока потенциал катода выше потенциала анода. В однополупериодном выпрямителе разряд конденсатора происходит в интервал времени, превышающий полпериода. В момент времени t_1' следующего положительного полупериода напряжение на вторичной обмотке трансформатора становится равным напряжению u_c, и конденсатор вновь начинает заряжаться до амплитудного значения напряжения u_2. Таким образом, ток через вентиль $i_а$ проходит в течение времени $t_1 — t_2$ и имеет форму импульсов (см. рис. 4.29). Так как нагрузка подключена параллельно конденсатору $C_ф$, напряжение на нагрузке $u_д = u_C$. Если учесть, что сопротивление реального вентиля в прямом направлении не равно нулю и обмотки трансформатора имеют некоторую величину активного сопротивления, то напряжение на нагрузке и конденсаторе в проводящую часть периода $t_1 — t_2$ будет меньше на величину падения напряжения на вентиле и активном сопротивлении вторичной обмотки трансформатора от тока $i_а$. На рис. 4.29 это соответствует пунктирным линиям кривой напряжения, проведенным в интервале времени $t_1 — t_2$.

Вопрос. Как зависит коэффициент сглаживания емкостного фильтра от сопротивления нагрузки $R_н$ (см. рис. 4.28) при неизменной величине емкости конденсатора $C_ф$?

1. С уменьшением сопротивления нагрузки коэффициент сглаживания увеличивается (п. 4.5.2).

2. Коэффициент сглаживания не зависит от сопротивления нагрузки (п. 4.5.3).

3. С уменьшением сопротивления нагрузки коэффициент сглаживания уменьшается (п. 4.5.4).

4.5.2. Это неверно. Если при уменьшении сопротивления нагрузки $R_н$ емкость конденсатора $C_ф$ (см. рис. 4.28) остается неизменной, то постоянная времени $\tau = R_н C_ф$

уменьшается. С уменьшением постоянной времени τ разряд конденсатора $C_ф$ происходит быстрее, и кривая $u_C = u'_н$ располагается ниже (см. штрихпунктирную кривую на рис. 4.29). Это означает, что постоянная составляющая напряжения уменьшается, а переменная составляющая увеличивается.

Вам следует еще раз рассмотреть работу емкостного фильтра и выбрать правильный ответ на поставленный вопрос.

4.5.3. Коэффициент сглаживания емкостного фильтра не может не зависеть от сопротивления нагрузки. Коэффициент сглаживания емкостного фильтра можно определить как отношение коэффициентов пульсаций напряжения на нагрузке при наличии и отсутствии конденсатора $C_ф$ (см. рис. 4.28). При увеличении сопротивления нагрузки $R_н$ и неизменной величине емкости конденсатора $C_ф$ постоянная времени $\tau = R_н C_ф$ возрастает. Конденсатор при этом разряжается медленнее, а кривая напряжения на нагрузке $u_C = u_н$ располагается выше. При очень большом сопротивлении нагрузки $R_н$ конденсатор $C_ф$ практически не успевает разряжаться, напряжение на нагрузке равно амплитудному значению напряжения u_2, пульсации выпрямленного напряжения отсутствуют, а коэффициент сглаживания емкостного фильтра максимален.

Вернитесь к п. 4.5.1 и выберите правильный ответ.

4.5.4. Правильно. С уменьшением сопротивления нагрузки коэффициент сглаживания емкостного фильтра при неизменной величине емкости конденсатора $C_ф$ уменьшается. Это происходит из-за того, что при уменьшении сопротивления нагрузки $R_н$ постоянная времени $\tau = R_н C_ф$ уменьшается, конденсатор $C_ф$ разряжается быстрее, и кривая напряжения на нагрузке $u_C = u'_н$ располагается ниже (см. рис. 4.29). Это сопровождается уменьшением среднего значения напряжения на нагрузке $U_н$ и увеличением переменной составляющей $u_н$, что приводит к увеличению коэффициента пульсаций, а следовательно, к уменьшению коэффициента сглаживания. При малом сопротивлении нагрузки напряжение на конденсаторе успевает измениться в соответствии с изменениями напряжения u_2. Напряжение на нагрузке в этом случае состоит из положительных полуволн синусоиды, т. е. имеет такую же форму, как и при отсутствии сглаживающего фильтра. Это означает, что коэффициент сглаживания минимален и равен единице.

Переходите к п. 4.5.5.

4.5.5. Для двухполупериодного выпрямителя кривая напряжения на нагрузке при наличии емкостного фильтра показана на рис. 4.30.

Графики изменения напряжения, приведенные на рис. 4.29 и 4.30, показывают, что применение емкостного фильтра увеличивает среднее значение напряжения на

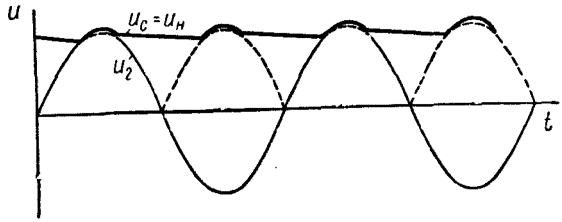


Рис. 4.30. Временны́е диаграммы напряжения двухполупериодного выпрямителя с емкостным фильтром

нагрузке и уменьшает его переменную составляющую. Благодаря этому коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения уменьшается в несколько раз.

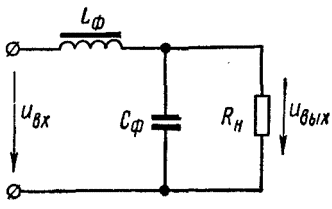


Рис. 4.31. Схема Г-образного *LC*-фильтра

Простейшим типом сглаживающего фильтра является Г-образный фильтр. Различают Г-образные *LC* и *RC*-фильтры. Г-образный *LC*-фильтр (рис. 4.31) значительно эффективнее емкостного фильтра.

Наличие катушки индуктивности существенно уменьшает переменную составляющую выпрямленного тока. В то же время постоянная составляющая напряжения на входе и выходе фильтра практически одинакова, так как активное сопротивление катушки индуктивности мало́ и им можно пренебречь.

С учетом этого коэффициента сглаживания Г-образного *LC*-фильтра можно определить как отношение амплитуд основных гармоник напряжения на входе и выходе фильтра:

$$q = \frac{p_{вх}}{p_{вых}} = \frac{U_{m\,вх}}{U_{m\,вых}}. \qquad (4.21)$$

Поскольку отношение напряжений равно отношению соответствующих сопротивлений и величина емкости фильтра выбирается такой, что $x_C \ll R_н$, выражение для коэффициента сглаживания можно записать в виде

$$q = \frac{z_{вх}}{z_{вых}} \approx \frac{x_L - x_C}{x_C} = \frac{\omega L_ф - \dfrac{1}{\omega C_ф}}{\dfrac{1}{\omega C_ф}} =$$

$$= \omega^2 L_ф C_ф - 1. \qquad (4.22)$$

Полученное выражение дает возможность рассчитать параметры *LC*-фильтра по заданному значению коэффициента сглаживания:

$$L_ф C_ф = \frac{q+1}{\omega^2}. \qquad (4.23)$$

При расчете фильтра величиной одного из его параметров $L_ф$ или $C_ф$ обычно задаются исходя из практических соображений (габариты, вес, стоимость элемента), а величину другого параметра определяют по формуле (4.23).

Г-образные *LC*-фильтры обеспечивают сравнительно высокий коэффициент сглаживания, поэтому они находят широкое применение в выпрямительных устройствах.

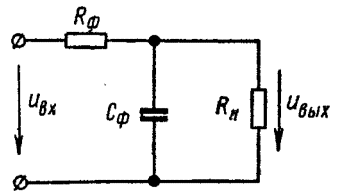


Рис. 4.32. Схема Г-образного *RC*-фильтра

В ряде случаев вместо *LC*-фильтра используется более простой Г-образный *RC*-фильтр. В этом фильтре вместо дросселя $L_ф$ включен резистор $R_ф$ (рис. 4.32), что существенно уменьшает вес, габариты и стоимость фильтра.

Однако следует иметь в виду, что коэффициент сглаживания этого фильтра значительно меньше, чем Г-образного *LC*-фильтра. Это объясняется не только меньшим ослаблением пульсаций за счет отсутствия индуктивности, но и уменьшением постоянной составляющей напряжения на нагрузке за счет падения напряжения на резисторе $R_ф$.

Формула для коэффициента сглаживания Г-образного *RC*-фильтра может быть получена в виде отношения входных и выходных сопротивлений фильтра постоянному и переменному току:

$$q = \frac{p_{вх}}{p_{вых}} = \frac{U_{m\,вх}/U_{овх}}{U_{m\,вых}/U_н} = \frac{U_{m\,вх}}{U_{m\,вых}} \cdot \frac{U_н}{U_{овх}} \approx$$

$$\approx \frac{\sqrt{R_ф^2 + x_C^2}}{x_C} \cdot \frac{R_н}{R_н + R_ф}. \qquad (4.24)$$

Величина сопротивления $R_ф$ выбирается обычно небольшой, чтобы уменьшение постоянной составляющей выпрямленного напряжения было незначительным. На практике величину $R_ф$ выбирают такой, чтобы $\frac{R_н}{R_н + R_ф} = 0{,}5 - 0{,}9$. Учитывая это, а также то, что в большинстве случаев $x_C \ll R_ф$, выражение (4.24) можно записать в виде

$$q \approx \frac{R_ф}{x_C} \cdot \frac{R_н}{R_н + R_ф} = (0{,}5 - 0{,}9)\ \omega R_ф C_ф. \qquad (4.25)$$

Это выражение дает возможность определить величины параметров фильтра, обеспечивающих требуемый коэффициент сглаживания.

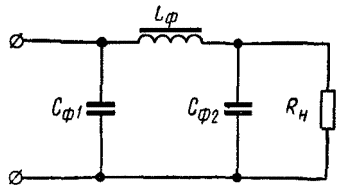


Рис. 4.33. Схема П-образного *LC*-фильтра

Г-образные *RC*-фильтры применяются обычно в маломощных выпрямительных устройствах, когда некоторая потеря напряжения и мощности в активном сопротивлении фильтра не имеет существенного значения, а важны простота, небольшие габариты и вес сглаживающего фильтра.

В тех случаях, когда требуемый коэффициент сглаживания больше, чем удается получить от Г-образного *LC*-фильтра, применяются П-образные фильтры, которые отличаются от Г-образных фильтров наличием еще одного конденсатора (рис. 4.33).

Коэффициент сглаживания П-образного фильтра примерно равен произведению коэффициентов сглаживания емкостного фильтра и Г-образного *LC*-фильтра, работающих на нагрузку $R_н$. П-образные фильтры используются, как правило, в схемах двухполупериодных выпрямителей, причем П-образные *LC*-фильтры более распространены, чем П-образные *RC*-фильтры.

Возможны случаи, когда коэффициент пульсаций напряжения на нагрузке должен иметь ничтожно малую величину. Этого можно добиться с помощью многозвенного

фильтра, в котором последовательно включено несколько Г-образных фильтров (рис. 4.34).

Общий коэффициент сглаживания при этом равен произведению коэффициентов сглаживания Г-образных фильтров, из которых состоит многозвенный фильтр.

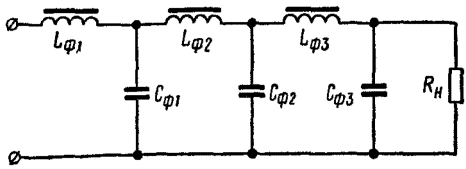


Рис. 4.34. Схема многозвенного фнльтра

Вопрос. Как изменится величина обратного напряжения на вентиле в схеме однополупериодного выпрямителя при включении П-образного *LC*-фильтра (рис. 4.35)?

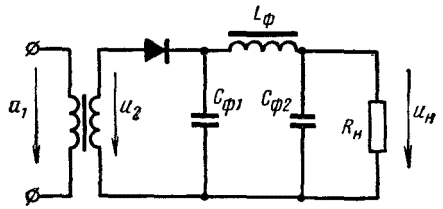


Рис. 4.35. К вопросу п. 4.5.5

1. Величина обратного напряжения практически не изменится (п. 4.5.6).
2. Величина обратного напряжения будет значительно больше (п. 4.5.7).
3. Величина обратного напряжения будет значительно меньше (п. 4.5.8).

4.5.6. Вы считаете, что подключение сглаживающего фильтра к нагрузке однополупериодного выпрямителя практически не изменяет величины обратного напряжения на вентиле. Давайте разберемся, так ли это. Пусть в схеме однополупериодного выпрямителя (см. рис. 4.35) включен П-образный *LC*-фильтр. При отрицательной полуволне напряжения u_2 на вентиле создается обратное напряжение, величина которого будет зависеть не только от напряжения вторичной обмотки трансформатора, но и от

напряжения на нагрузке, которое в отрицательный полупериод приложенного напряжения при наличии сглаживающего фильтра не равно нулю. Вам остается теперь только правильно определить, как повлияет напряжение $u_н$ на величину обратного напряжения на вентиле.

4.5.7. Это действительно так. При включении сглаживающего фильтра в схему однополупериодного выпрямителя обратное напряжение на вентиле значительно возрастает. При отсутствии сглаживающего фильтра обратное напряжение вентиля, включенного между вторичной обмоткой трансформатора и нагрузкой определяется отрицательной полуволной напряжения u_2 (см. рис. 4.2, *б*), так как напряжение на нагрузке в непроводящий полупериод равно нулю. При наличии сглаживающего фильтра напряжение на нагрузке в отрицательный полупериод приложенного напряжения отлично от нуля. Напряжение на вентиле в этом случае определяется суммой напряжений на вторичной обмотке трансформатора u_2 и на нагрузке $u_н$. Максимальное обратное напряжение на вентиле при наличии сглаживающего фильтра в предельном случае может быть в два раза больше максимального обратного напряжения на вентиле при отсутствии фильтра. Это необходимо учитывать при выборе вентилей для использования их в выпрямительных устройствах с фильтрами. Следует также иметь в виду, что при наличии сглаживающего фильтра отношение $U_н/U_{обр}$ больше, чем при отсутствии фильтра, так как среднее значение выпрямленного напряжения увеличивается за счет включения фильтра больше, чем обратное напряжение на вентиле.

Переходите к § 4.6.

4.5.8. То, что обратное напряжение на вентиле при включении сглаживающего фильтра будет изменяться, верно, так как на величиину этого напряжеиия оказывает влияние напряжение на нагрузке, которое при отсутствии сглаживающего фильтра в отрицательный полупериод приложенного к выпрямителю напряжения равно нулю. Но будет ли обратное напряжение уменьшаться или увеличиваться, это надо дополнительно выяснить. Пусть в схему однополупериодного выпрямителя включен П-образный *LC*-фильтр (см. рис. 4.35). Полярность напряжения на нагрузке $R_н$ такова, что верхний (по схеме) зажим имеет всегда положительный потенциал, а нижний зажим — отрицательный потенциал. В отрицательный полупериод напряжения u_2 верхний зажим вторичной обмотки трансформатора имеет

отрицательный потенциал, а нижний зажим — положительный потенциал. Таким образом, обратное напряжение на вентиле при наличии сглаживающего фильтра равно сумме напряжений на вторичной обмотке трансформатора u_2 (см. рис. 4.35) и на нагрузке $U_н$. Ваша ошибка, очевидно, заключается в том, что Вы неправильно учли полярности напряжения на нагрузке и на вторичной обмотке трансформатора.

Прочтите комментарии к правильному ответу в п. 4.5.7.

§ 4.6. Выпрямительные устройства с умножением напряжения

4.6.1. В ряде случаев для питания маломощных цепей усилителей, рентгеновских установок и других устройств промышленной электроники требуются значительные по величине выпрямленные напряжения. Эту задачу можно

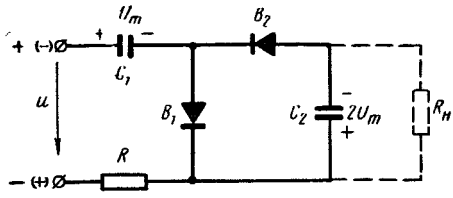


Рис. 4.36 Схема однополупериодного выпримителя с удвоением напряжения

легко решить при помощи специальных выпрямительных устройств с умножением напряжения. Работа таких устройств основана на использовании напряжений конденсаторов, заряжающихся от источника переменного напряжения с помощью специально включенных вентилей. В настоящее время существует несколько различных схем выпрямителей с умножением напряжения. Наибольшее распространение получили однополупериодные и двухполупериодные схемы выпрямителей с удвоением выпрямленного напряжения.

Однополупериодный выпрямитель с удвоением напряжения состоит из двух вентилей и двух конденсаторов, включенных так, как показано на рис. 4.36.

В положительный полупериод приложенного напряжения u конденсатор C_1 заряжается через вентиль B_1 до амп-

литудного значения приложенного напряжения U_m с соответствующей полярностью. В отрицательный полупериод заряжается конденсатор C_2 через вентиль B_2. В это время в цепи действует сумма двух напряжений: напряжения u с полярностью, указанной в скобках (см. рис. 4.36), и напряжения на конденсаторе C_1, равного U_m. Под действием этих напряжений конденсатор C_2 зарядится до удвоенного амплитудного значения приложенного напряжения. Выпрямленное напряжение $U_н = 2U_m$ снимается с зажимов конденсатора C_2. При подключении к конденсатору C_2 нагрузки напряжение на нем несколько уменьшается из-за разряда этого конденсатора на нагрузку $R_н$. Для того чтобы разряд конденсатора был незначительным, емкость конденсаторов должна быть большой. На практике используются обычно электролитические конденсаторы с емкостью в несколько десятков микрофарад. Электролитические конденсаторы даже при такой большой емкости имеют небольшие габариты.

Использование выпрямителей с удвоением напряжения целесообразно для питания маломощных (высокоомных) цепей, поскольку разряд конденсаторов в этом случае незначителен и выходное напряжение практически равно удвоенному амплитудному значению приложенного напряжения: $U_н \approx 2U_m$. При отсутствии нагрузки конденсаторы C_1 и C_2 разряжаться не могут, так как этому препятствуют вентили B_1 и B_2. Схему однополупериодного выпрямителя с удвоением напряжения иногда называют последовательной схемой удвоения напряжения.

В двухполупериодном выпрямителе с удвоением напряжения (рис. 4.37) в положительный полупериод приложенного напряжения u конденсатор C_1 заряжается через вен-

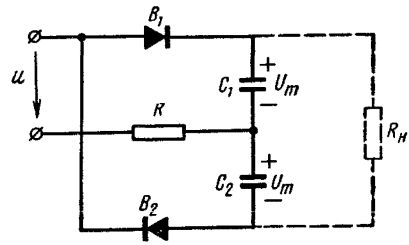


Рис. 4.37. Схема двухполупериодного выпрямителя с удвоением напряжения

тиль B_1 до амплитудного значения приложенного напряжения U_m с указанной на схеме полярностью.

В отрицательный полупериод заряжается конденсатор C_2 через вентиль B_2 также до амплитудного значения приложенного напряжения U_m. Полярность этого напряжения такова, что результирующее напряжение, снимаемое с выходных зажимов схемы, равно сумме напряжений на конденсаторах C_1 и C_2. Таким образом, выпрямленное напряжение в рассмотренной схеме равно удвоенному амплитудному значению приложенного напряжения, т. е. $U_н = 2U_m$.

В случае подключения нагрузки к выходу схемы выпрямленное напряжение несколько уменьшается, однако при малых токах нагрузки и больших емкостях конденсаторов C_1 и C_2 это уменьшение напряжения будет незначительным.

Схему двухполупериодного выпрямителя с удвоением напряжения иногда называют параллельной схемой удвоения напряжения.

Резисторы R, включаемые в схемы выпрямителей с удвоением напряжения (см. рис. 4.36 и 4.37), необходимы для ограничения начальных значений тока заряда конденсаторов при первоначальном включении схем выпрямителей, когда конденсаторы C_1 и C_2 разряжены. Величина сопротивления этих резисторов составляет обычно несколько десятков ом.

Двухполупериодный выпрямитель следует считать более предпочтительным по сравнению с однополупериодным выпрямителем, так как напряжение на его выходе имеет меньшие пульсации, причем частота их в два раза больше частоты переменного напряжения, подводимого к выпрямителю. В однополупериодном выпрямителе с удвоением напряжения частота пульсаций равна частоте приложенного переменного напряжения.

Помимо рассмотренных схем выпрямителей с удвоением напряжения, на практике применяются и другие схемы выпрямителей с умножением напряжения.

Вопрос. Чему равно выходное напряжение выпрямителя с умножением напряжения, схема которого приведена на рис. 4.38?

1. $U_н = 2U_m$ (п. 4.6.2).
2. $U_н = 3U_m$ (п. 4.6.3).
3. $U_н = 4U_m$ (п. 4.6.4).

4.6.2. Неправильно. Ведь схема, приведенная на рис. 4.38, отличается от рассмотренных выше схем выпрямителя с удвоением напряжения, в которых выходное (выпрямленное) напряжение равно удвоенному амплитудному значению приложенного напряжения. Эту схему можно представить как совокупность двух схем однополупериодного выпрямителя с удвоением напряжения, включенных параллельно.

Попробуйте самостоятельно разобраться в работе этого выпрямителя с умножением напряжения. Выясните, до

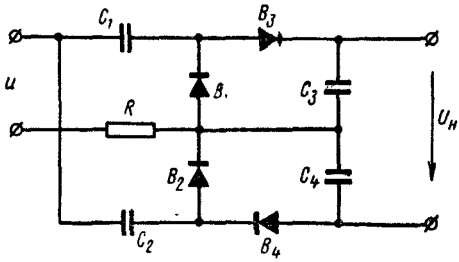


Рис. 4.38. К вопросу п. 4.6.1

каких значений напряжения заряжаются конденсаторы C_1, C_2, C_3 и C_4, и после этого определите, чему равно выходное напряжение схемы. Выберите соответствующий ответ и прочтите пояснения к нему.

4.6.3. Неправильно. Схемы выпрямителей с утроением напряжения действительно существуют, но они выглядят иначе, чем схема, приведенная на рис. 4.38. Эта схема является симметричной по отношению к источнику выпрямляемого напряжения. Выходное напряжение равно сумме напряжений на конденсаторах C_3 и C_4.

Надо определить, чему равно каждое из этих напряжений: амплитудному или удвоенному амплитудному значению приложенного напряжения. В зависимости от этого результирующее выпрямленное напряжение будет равно $2U_m$ или $4U_m$. Разберитесь с этим и выберите правильный ответ.

4.6.4. Изображенная на рис. 4.38 схема выпрямителя с умножением напряжения представляет собой совокупность двух схем однополупериодного выпрямителя с удвоением напряжения, включенных параллельно. Эта схема работает следующим образом. В положительный полупериод напря-

жения u конденсатор C_1 заряжается через вентиль B_1 до амплитудного значения приложенного напряжения U_m. В другой полупериод приложенного напряжения u до его амплитудного значения U_m заряжается конденсатор C_2 через вентиль B_2. Конденсатор C_3 заряжается под действием двух напряжений: напряжения u и напряжения на конденсаторе C_1. В результате этого конденсатор C_3 заряжается до удвоенного амплитудного значения приложенного напряжения, т. е. $U'_н = 2U_m$. Аналогично конденсатор C_4 заряжается до напряжения $U''_н = 2U_m$ под действием приложенного напряжения и напряжения на конденсаторе C_2. Полярность напряжений на конденсаторах C_3 и C_4 такова, что результирующее напряжение, снимаемое с выходных зажимов схемы (см. рис. 4.38), равно сумме напряжений на конденсаторах C_3 и C_4, т. е. $U_н = 4U_m$.

Таким образом, выбранный Вами ответ правильный, и поэтому Вы можете переходить к § 4.7.

§ 4.7. Стабилизаторы напряжения и тока

4.7.1. При использовании выпрямленных напряжений для питания ламповых и полупроводниковых усилителей, генераторов, релейных, измерительных и других устройств промышленной электроники очень часто возникает необходимость в стабилизаторах напряжения. Широкое распространение получили параметрические стабилизаторы, т. е. стабилизаторы, основанные на использовании определенных зависимостей параметров ряда электронных, ионных и полупроводниковых приборов. К таким приборам относятся стабилитроны тлеющего разряда, бареттеры и полупроводниковые стабилитроны.

На рис. 4.39 изображена схема стабилизатора напряжения с применением стабилитрона тлеющего разряда. Нагрузка в этой схеме включается параллельно стабилитрону. Для обеспечения правильного режима работы стабилитрона в схему включается балластный резистор $R_б$. Стабилизатор напряжения работает следующим образом. Пусть, например, входное напряжение $U_{вх}$ вследствие какой-либо причины увеличится на некоторую величину. При этом должно увеличиться и напряжение на нагрузке $U_н$. Но стабилитрон, как известно [2], имеет такую характеристику, что незначительное повышение напряжения на нем вызывает резкое возрастание тока стабилитрона. Это приводит

к увеличению тока, проходящего через балластный резистор, и к увеличению падения напряжения на нем. Вследствие этого практически все приращение входного напряжения оказывается приложенным к балластному резистору, а напряжение на нагрузке остается почти без изменения.

Качество работы стабилизатора напряжения оценивается коэффициентом стабилизации $K_{ст}$, представляющим собой частное от деления относительного изменения вход-

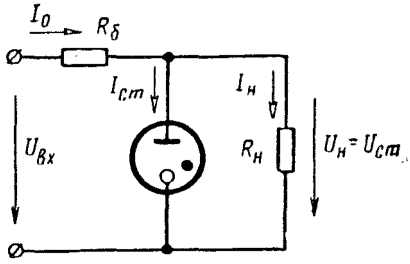


Рис 4.39. Схема стабилизатора напряжения на стабилитроне тлеющего разряда

ного напряжения $U_{вх}$ на относительное изменение напряжения $U_н$:

$$K_{ст} = \frac{\Delta U_{вх}/U_{вх.ср}}{\Delta U_н/U_{н.ср}} = \frac{\Delta U_{вх} U_{н.ср}}{\Delta U_н U_{вх.ср}}. \qquad (4.26)$$

При изменениях входного напряжения на величину порядка $\pm 10\%$ рассмотренный стабилизатор напряжения имеет коэффициент стабилизации около 10.

Следует отметить, что из-за инерционности стабилитронов тлеющего разряда стабилизаторы напряжения не могут работать при очень быстрых изменениях входного напряжения.

Для увеличения стабилизированного напряжения применяется последовательное соединение стабилитронов. Параллельное же соединение стабилитронов использовать нельзя, так как невозможно подобрать стабилитроны, которые зажигались бы одновременно. Если один из стабилитронов загорится раньше, то это вызывает уменьшение напряжения на обоих стабилитронах, и другой стабилитрон уже не сможет загореться.

Аналогично работает и параметрический стабилизатор напряжения с полупроводниковым стабилитроном (рис. 4.40, *а*). Эквивалентная схема стабилизатора, необходимая для расчета его параметров, показана на рис. 4.40, *б*.

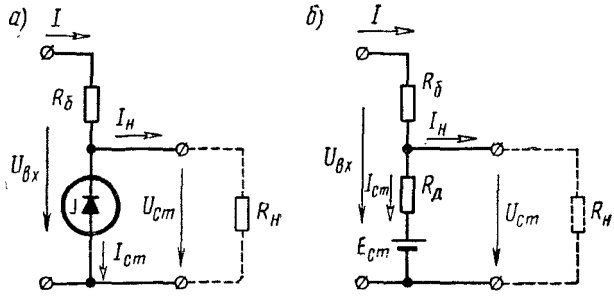


Рис. 4.40. Схема стабилизатора напряжения на кремниевом стабилитроне:
а — принципиальная; *б* — эквивалентная

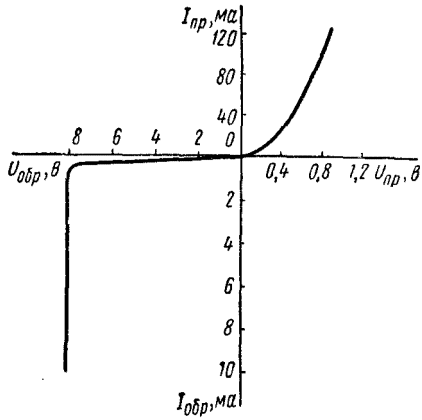


Рис. 4.41. Вольтамперная характеристика кремниевого стабилитрона

Величина э.д.с. $E_{ст}$ определяется по вольтамперной характеристике стабилитрона и приблизительно равна напряжению стабилизации (указывается в справочниках).

Пример расчета стабилизатора напряжения с полупроводниковым стабилитроном

Исходные данные для расчета: $U_{вх} = 15—25$ *в*, $U_{ст} \approx 8$ *в*, $R_н = 4$ *ком*.

Расчет производят в такой последовательности.

Выбирают кремниевый стабилитрон Д814Б, у которого $E_{ст} = 8$ *в*, $R_д = 10$ *ом*. Вольтамперная характеристика стабилитрона Д814Б приведена на рис. 4.41.

Сопротивление балластного резистора $R_б$ определяется при минимальном входном напряжении $U_{вх\,min} = 15$ *в*. В этом случае ток стабилитрона должен быть $I_{ст} \geqslant 1$ *ма*. При меньших значениях тока стабилитрон теряет стабилизирующие свойства.

При определении величины сопротивления балластного резистора можно принять $U_{ст} \approx E_{ст}$, так как вносимая этим допущением погрешность мала. Тогда

$$I_н = \frac{U_{ст}}{R_н} = \frac{8}{4 \cdot 10^3} = 2 \cdot 10^{-3}\ а = 2\ ма,$$

$$I_{min} = I_{ст\,min} + I_н = 1 + 2 = 3\ ма$$

и сопротивление балластного резистора

$$R_б = \frac{U_{вх\,min} - U_{ст}}{I_{min}} = \frac{15 - 8}{3 \cdot 10^{-3}} \approx 2330\ ом \approx 2{,}3\ ком$$

Максимальный ток источника питания

$$I_{max} = \frac{U_{вх\,max} - U_{ст}}{R_б} = \frac{25 - 8}{2{,}3 \cdot 10^3} = 7{,}4 \cdot 10^{-3}\ а = 7{,}4\ ма$$

Максимальный ток стабилитрона

$$I_{ст\,max} = I_{max} - I_н = 7{,}4 - 2 = 5{,}4\ ма,$$

что меньше максимально допустимого тока для стабилитрона типа Д814Б $I_{ст.доп} = 33$ *ма*.

При максимальном токе стабилитрона $I_{ст\,max} = 5{,}4$ *ма*

$$U_{ст\,max} = E_{ст} + R_д I_{ст\,max} = 8 + 10 \cdot 5{,}4 \cdot 10^{-3} = 8{,}054\ в$$

При минимальном токе стабилитрона $I_{ст\,min} = 1$ *ма*

$$U_{ст\,min} = E_{ст} + R_д I_{ст\,min} = 8 + 10 \cdot 1 \cdot 10^{-3} = 8{,}01\ в.$$

Коэффициент стабилизации стабилизатора напряжения

$$K_{ст} = \frac{\Delta U_{вх}/U_{вх.ср}}{\Delta U_{ст}/U_{ст.ср}} = \frac{(U_{вх\,max} - U_{вх\,min})}{(U_{вх\,max} + U_{вх\,min})} \times$$

$$\times \frac{(U_{ст\,max} + U_{ст\,min})}{(U_{ст\,max} - U_{ст\,min})} = \frac{(25—15)\ (8{,}054 + 8{,}01)}{(25 + 15)\ (8{,}054 - 8{,}01)} = 91$$

Для стабилизации тока чаще всего применяются специальные электровакуумные приборы, называемые баретерами. Основной элемент баретера — металлическая (обычно железная) проволочная нить накала, помещенная в баллон, наполненный водородом. Стабилизируемый ток, проходя по нити накала, разогревает ее. Сопротивление нити накала баретера резко изменяется даже при небольших изменениях тока. Вольтамперная характеристика баретера показана на рис. 4.42 (кривая *1*).

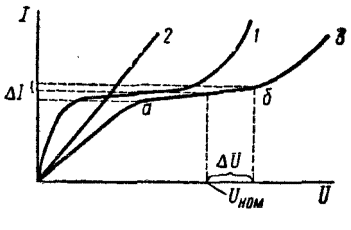


Рис. 4.42. Вольтамперные характеристики:
1 — баретера; *2* — цепи накала электронной лампы; *3* — результирующая

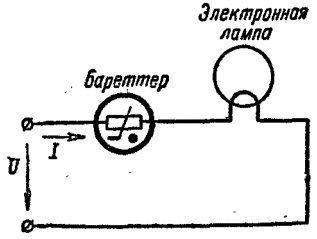


Рис. 4.43. Схема включения баретера в цепь накала электронной лампы

Баретеры обычно применяются для стабилизации тока накала электронных ламп; в этом случае они включаются последовательно с цепью накала ламп (рис. 4.43).

Вольтамперная характеристика цепи накала показана на рис. 4.42 (прямая *2*). Результирующая вольтамперная характеристика (рис. 4.42, кривая *3*) цепи, изображенной на рис. 4.43, имеет участок стабилизации *аб* достаточной протяженности. На этом участке значительные изменения напряжения накала на величину ΔU от номинального значения $U_{ном}$ (см. рис. 4.42) вызывают в несколько раз меньшие изменения тока накала по отношению к номинальному току.

При необходимости стабилизировать ток накала нескольких ламп их подогреватели включаются последовательно. Баретеры обеспечивают стабильность тока с точностью до $\pm 1\%$ при изменении напряжения на $\pm(10—15)\%$.

Вопрос. Какой должна быть величина сопротивления балластного резистора $R_б$ в схеме стабилизатора напряжения (см. рис. 4.39), работающего на нагрузку $R_н = 30$ *ком*, при использовании стабилитрона типа СГ1П, имеющего

следующие параметры: $U_{ст} = 150$ *в*, $I_{ст\,min} = 10$ *ма*, $I_{ст\,max} = 30$ *ма*, если стабилизируемое напряжение $U_{вх} = (200 \pm 20)$ *в*?

1. $R_б = 2$ *ком* (п. 4.7.2).
2. $R_б = 2{,}5$ *ком* (п. 4.7.3).
3. $R_б = 3{,}33$ *ком* (п. 4.7.4).
4. $R_б = 5$ *ком* (п. 4.7.5).

4.7.2. Величину сопротивления балластного резистора $R_б$ стабилизатора напряжения можно определить, поделив разность между средним значением стабилизируемого напряжения $U_{вх.ср}$ и напряжением стабилизации $U_{ст}$ на сумму тока нагрузки $I_н$ и среднего значения тока стабилизатора $I_{ст.ср}$:

$$R_б = \frac{U_{вх.ср} - U_{ст}}{I_н + I_{ст.ср}}. \qquad (4.27)$$

Подставляя в эту формулу значения напряжений и токов, соответствующие рассматриваемому случаю: $U_{вх.ср} = 200$ *в*, $U_{ст} = 150$ *в*, $I_н = \frac{U_{ст}}{R_н} = \frac{150}{30 \cdot 10^3} = 5$ *ма* и $I_{ст.ср} = \frac{I_{ст\,min} + I_{ст\,max}}{2} = \frac{10 + 30}{2} = 20$ *ма*,

получим

$$R_б = \frac{200 - 150}{5 + 20} = \frac{50}{25} = 2 \text{ ком}.$$

Таким образом, выбранный Вами ответ является правильным, поэтому Вы можете переходить к 4.7.6 для изучения последующего материала.

4.7.3. Вы считаете, что величина сопротивления балластного резистора в рассматриваемом случае $R_б = 2{,}5$ *ком*. Давайте разберемся, так ли это. Падение напряжения на балластном резисторе $R_б$ равно разности приложенного напряжения $U_{вх}$ и напряжения на стабилитроне $U_{ст}$. Это падение напряжения создается током I_0 (см. рис. 4.39), проходящим через резистор $R_б$ и равным сумме тока нагрузки и тока стабилитрона, т. е. $I_0 = I_н + I_{ст}$. Расчет величины $R_б$ производится для средних значений приложенного напряжения и тока стабилитрона. Это Вы сделали

правильно. Ваша ошибка, вероятно, заключается в том, что Вы не учли тока нагрузки $I_н$.

Проверьте еще раз Ваши вычисления и найдите правильный ответ.

4.7.4. Вы определили величину сопротивления балластного резистора $R_б$, наверное, поделив разность между средним значением приложенного напряжения $U_{вх.ср} = 200$ *в* и напряжением стабилизации $U_{ст} = 150$ *в* на ток, проходящий через резистор $R_б$, определив ток, по всей видимости, следующим образом: $I_0 = I_н + I_{ст\,min}$. А это уже неправильно. Если Вы при расчете взяли среднее значение стабилизируемого напряжения, то обязательно надо брать и среднее значение тока стабилизатора $I_{ст.ср} = \frac{I_{ст\,min} + I_{ст\,max}}{2}$.

Иначе режим работы стабилитрона не обеспечит стабилизации во всем диапазоне изменения приложенного напряжения. Так, если в рассматриваемом случае принять $R_б = 3{,}33$ *ком*, то при минимальном значении питающего напряжения $U_{вх\,min} = 180$ *в* ток стабилитрона будет меньше 4 *ма*, а при таком токе стабилизатор напряжения работать не может.

Вам следует вновь рассчитать величину сопротивления балластного резистора и выбрать соответствующий ответ.

4.7.5. Это неправильно. В Ваших вычислениях, очевидно, было допущено, по крайней мере, две ошибки. Нам кажется, что при расчетах величины $R_б$ Вы не учли тока нагрузки $I_н$. Кроме того, Вы, наверное, оперировали минимальным значением тока стабилитрона $I_{ст\,min} = 10$ *ма*, а падение напряжения на балластном резисторе определили как разность между средним значением стабилизируемого напряжения $U_{вх.ср} = 200$ *в* и напряжением стабилизации $U_{ст} = 150$*в*.

Попробуйте еще раз определить величину сопротивления $R_б$ и выбрать соответствующий ответ.

4.7.6. Параметрические стабилизаторы имеют сравнительно небольшой коэффициент стабилизации, обычно не превышающий нескольких десятков. Поэтому при использовании параметрических стабилизаторов не удается достигнуть нестабильности меньше 0,5—1%, особенно при значительных потребляемых токах.

На практике широко применяются компенсационные стабилизаторы, которые не имеют указанных недостатков. Блок-схема компенсационного стабилизатора напряжения приведена на рис. 4.44.

В этой схеме напряжение питания $U_{пит}$ подается на вход стабилизатора между анодом A электронной регулирующей лампы $Л$ и общей точкой $О$, а стабилизированное напряжение $U_{ст}$ снимается с выхода стабилизатора между катодом $К$ регулирующей лампы и точкой $О$. Стабилизированное напряжение меньше напряжения питания на величину анодного напряжения регулирующей лампы:

$$U_{ст} = U_{пит} - U_{а}. \qquad (4.28)$$

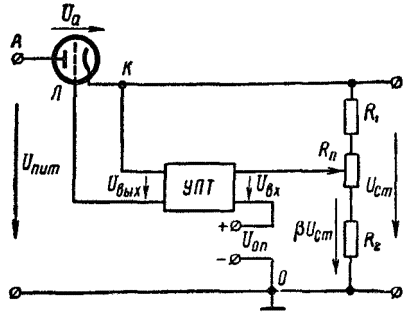


Рис. 4.44 Блок-схема лампового компенсационного стабилизатора напряжения

Часть стабилизированного напряжения $\beta U_{ст}$ снимается с потенциометра $R_{п}$ и сравнивается с опорным напряжением $U_{оп}$. Их разность $U_{вх} = \beta U_{ст} - U_{оп}$ подается на вход вспомогательного усилителя постоянного тока. Усиленное напряжение $U_{вых} = KU_{вх}$ приложено между сеткой и катодом регулирующей лампы.

При повышении питающего напряжения на $\Delta U_{пит}$ стабилизированное напряжение увеличивается на $\Delta U_{ст}$, а напряжение, снимаемое с потенциометра $R_{п}$, на $\beta \Delta U_{ст}$. Это приращение напряжения усиливается УПТ, и на его выходе появляется приращение напряжения $\Delta U_{вых} = K\beta \Delta U_{ст}$. Это напряжение, приложенное между сеткой и катодом регулирующей лампы, изменяет ее анодное напряжение на величину

$$\Delta U_{а} = \mu \Delta U_{вых} = \mu K \beta \Delta U_{ст}. \qquad (4.29)$$

Таким образом, при увеличении питающего напряжения на $\Delta U_{пит}$ стабилизированное напряжение возрастает на

$\Delta U_{ст}$, а анодное напряжение лампы $Л$—на $\Delta U_а = \mu K \beta \Delta U_{ст}$. С учетом равенств (4.28) и (4.29) можно записать

$$\Delta U_{ст} = \Delta U_{пит} - \Delta U_а = \Delta U_{пит} - \mu K \beta \Delta U_{ст}, \quad (4.30)$$

или

$$\Delta U_{ст} = \frac{\Delta U_{пит}}{1 + \mu K \beta}. \quad (4.31)$$

Полученное соотношение показывает, что приращение стабилизированного напряжения $\Delta U_{ст}$ может быть во мно-

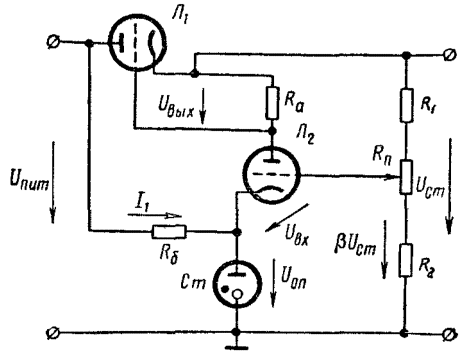


Рис. 4.45. Схема лампового компенсационного стабилизатора напряжении

го раз меньше величины $\Delta U_{пит}$. Для этого необходимо применять УПТ с высоким коэффициентом усиления K. Ламповые стабилизаторы с использованием многокаскадных усилителей постоянного тока могут иметь коэффициент стабилизации, равный нескольким тысячам.

На рис. 4.45 приведена схема лампового компенсационного стабилизатора напряжения.

Примененный здесь УПТ выполнен на усилительной лампе $Л_2$. Опорное напряжение обеспечивается стабилитроном $Ст$. Разность между напряжением $\beta U_{ст}$ и опорным напряжением $U_{оп}$ приложена между сеткой и катодом лампы $Л_2$. Выходное напряжение УПТ, снимаемое с анодного резистора, приложено между сеткой и катодом регулирующей лампы $Л_1$. Балластный резистор $R_б$ служит для увеличения тока стабилитрона, так как анодный ток лампы $Л_2$, проходящий по стабилитрону, может быть недостаточным для обеспечения нормального режима работы.

На рис. 4.46 приведена схема полупроводникового компенсационного стабилизатора напряжения.

В этом стабилизаторе напряжение питания $U_{пит}$ подается между коллектором полупроводникового триода T_1 и общей точкой O. Стабилизированное напряжение $U_{ст}$ снимается с выхода схемы между эмиттером триода T_1 и точкой O. Часть стабилизированного напряжения $\beta U_{ст}$ за вычетом опорного напряжения $U_{оп}$ подается на вход усилителя, собранного на триоде T_2. Усиленное напряжение, снимае-

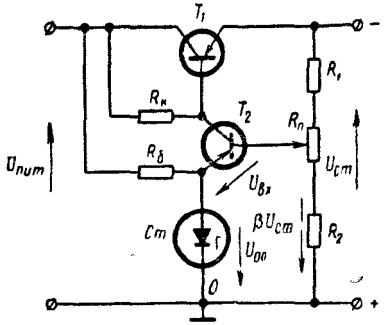


Рис. 4.46. Схема полупроводникового компенсационного стабилизатора напряжения

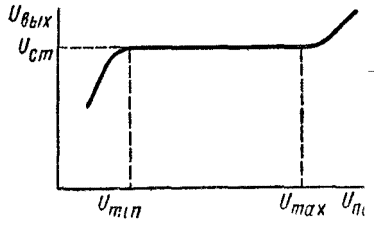


Рис. 4.47. Зависимость выходного напряжения стабилизатора от напряжения питания

мое с резистора $R_к$, приложено между базой и коллектором триода T_1. Опорное напряжение обеспечивается полупроводниковым стабилитроном $Ст$. Резистор $R_б$ необходим для увеличения тока стабилитрона, так же, как и в ламповом стабилитроне напряжения.

Для увеличения коэффициента стабилизации может быть применен многокаскадный УПТ вместо усилителя на триоде T_2. Коэффициент стабилизации рассмотренного стабилизатора напряжения может достигать нескольких сот

Одной из основных характеристик стабилизаторов напряжения является зависимость выходного напряжения от напряжения питания при неизменном сопротивлении нагрузки (рис. 4.47).

При малых значениях напряжения питания выходное напряжение $U_{вых}$ изменяется в соответствии с изменениями $U_{пит}$, так как работа стабилизатора начинается лишь при определенном минимальном значении напряжения питания U_{min}. При достижении этого значения напряжени

электронные или полупроводниковые приборы, входящие в стабилизатор напряжения, начинают работать в режиме, обеспечивающем стабилизацию напряжения в заданных пределах. При некотором предельном максимальном значении напряжения питания U_{max} нормальный режим работы приборов, входящих в стабилизатор напряжения, нарушается и выходное напряжение начинает резко возрастать при увеличении напряжения питания. В рабочем диапазоне изменения напряжения питания от U_{min} до U_{max} характеристика $U_{вых} = f(U_{пит})$ имеет практически горизонтальный участок. Наклон этого участка определяется коэффициентом стабилизации стабилизатора.

Вопрос. Каково назначение потенциометра $R_п$ в стабилизаторах напряжения (см. рис. 4.44 — 4.46)?

1. Потенциометр $R_п$ необходим для подбора оптимального режима работы лампы $Л_2$ (п. 4.7.7).

2. Потенциометр $R_п$ служит для регулирования коэффициента стабилизации (п. 4.7.8).

3. Потенциометр $R_п$ предназначен для изменения величины выходного напряжеиия (п. 4.7.9).

4.7.7. Вы, очевидно, считаете, что движок потенциометра $R_п$ должен иметь определенное положение, соответствующее такому значению напряжения $\beta U_{ст}$, при котором оно было бы на несколько вольт меньше опорного напряжения $U_{оп}$. Действительно, для нормального режима работы лампы $Л_2$ потенциал ее сетки должен быть ниже на несколько вольт потенциала катода, чтобы усилитель работал при отрицательном напряжении смещения. Однако это условие в схеме стабилизатора напряжения выполняется не только при каком-то вполне определенном положении движка потенциометра, а при любом его положении, причем сопротивление потенциометра может быть соизмеримо с сопротивлениями резисторов R_1 и R_2.

Дело в том, что условие нормального режима работы лампы $Л_2$ в стабилизаторе напряжения выполняется автоматически в широком диапазоне изменения коэффициента обратной связи β. В этом нетрудно убедиться, анализируя работу стабилизатора напряжения. Пусть в схеме (см. рис. 4.45) движок потенциометра $R_п$ переместили вверх, что соответствует увеличению коэффициента β. Это вызовет увеличение напряжения $U_{вх}$ на входе усилительной лампы $Л_2$. Анодный ток при этом возрастет, а потенциал анода лампы $Л_2$ и, следовательно, потенциал сетки лампы $Л_1$ уменьшится. Это приведет к увеличению сопротивления

лампы $Л_1$ и ее анодного напряжения $U_а$. В результате ве личина выходного напряжения $U_{ст}$ уменьшится, а напря жение $\beta U_{ст}$ при увеличенном значении β останется практи чески без изменения. Таким образом, Ваш ответ неверен

Вернитесь к п. 4.7.6 и выберите правильный ответ.

4.7.8. Это неверно. Изменение положения движка по тенциометра, вызывающее изменение коэффициента β, при водит к некоторому изменению коэффициента стабилиза ции, как это следует из формулы (4.31), однако необходи мости в регулировке этого коэффициента нет. Ясно, чт качество стабилизатора напряжения будет тем лучше, че выше коэффициент стабилизации схемы. Поэтому при раз работке стабилизаторов напряжения стремятся получит коэффициент стабилизации как можно больше. Назначени потенциометра $R_п$ иное, а какое — подумайте.

Вернитесь к п. 4.7.6 и выберите правильный ответ.

4.7.9. Правильно. Потенциометр $R_п$ действительно пред назначен для изменения величины выходного напряже ния $U_{ст}$. На практике очень часто возникает необходимост изменения в определенных пределах величины постоянно стабилизированного напряжения. В рассмотренных схема стабилизаторов напряжения это легко осуществляется из менением положения движка потенциометра $R_п$. В эт нетрудно убедиться. Напряжение $\beta U_{ст}$ (см. рис. 4.45) срав нивается с опорным напряжением $U_{оп}$. Их разност $\beta U_{ст} - U_{оп} = U_{вх}$ во много раз меньше, чем каждое и напряжений. Поэтому всегда

$$\beta U_{ст} \approx U_{оп}$$

или

$$U_{ст} \approx \frac{U_{оп}}{\beta}. \qquad (4.32$$

Таким образом, изменением коэффициента обратно связи β с помощью потенциометра $R_п$ можно регулироват величину выходного напряжения $U_{ст}$.

Теперь ответьте еще на один вопрос, связанный с рабо той стабилизаторов напряжения.

Вопрос. Уменьшает ли ламповый стабилизатор пульса ции напряжения?

1. Уменьшает (п. 4.7.10).
2. Не уменьшает (п. 4.7.11).

4.7.10. Вы правы. Ведь пульсации напряжения представляют собой не что иное, как регулярные изменения напряжения питания, на которые стабилизатор реагирует так же, как и на любые другие изменения напряжения, т. е. существенно уменьшает их. Поэтому применение стабилизаторов напряжения в выпрямительных устройствах позволяет несколько снизить требования к сглаживающим фильтрам, используемым в этих устройствах. Однако следует иметь в виду, что ламповый стабилизатор напряжения не может реагировать на слишком быстрые изменения напряжения питания из-за инерционности стабилитрона тлеющего разряда. Вследствие этого пульсации напряжения высокой частоты (порядка нескольких десятков килогерц) ламповым стабилизатором напряжения не сглаживаются.

Переходите к § 4.8.

4.7.11. Это неправильно. Ламповый стабилизатор напряжения уменьшает пульсации напряжения, если их частота не слишком большая. Пульсации напряжения вызывают такое же действие стабилизатора, как и случайные изменения напряжения питания. Чем больше коэффициент стабилизации стабилизатора напряжения, тем больше будут уменьшаться пульсации напряжения.

Прочтите комментарии к ответу в п. 4.7.10 и на этом можете закончить изучение стабилизаторов напряжения.

§ 4.8. Внешние характеристики выпрямительных устройств

4.8.1. Одной из важнейших характеристик выпрямительного устройства является зависимость выпрямленного напряжения от тока нагрузки $U_н = f(I_н)$, называемая внешней характеристикой.

Поскольку реальные трансформаторы имеют определенную величину активных сопротивлений обмоток $r_{тр}$, а реальные вентили — определенную величину сопротивления $r_а$, напряжение на нагрузке уменьшается при увеличении выпрямленного тока. Очевидно, степень уменьшения напряжения непосредственно связана с величинами сопротивлений $r_{тр}$ и $r_а$. В силу того что сопротивление $r_а$ зависит от тока вентиля, внешняя характеристика выпрямителя нелинейна (рис. 4.48, кривая *1*).

При наличии фильтра вид внешней характеристики выпрямительного устройства изменяется. Кривая *2* на рис. 4.48 представляет собой внешнюю характеристику

выпрямителя с емкостным фильтром. Выпрямленное на пряжение при наличии емкостного фильтра в режим холостого хода ($I_н = 0$) равно амплитудному значению вы прямляемого напряжения, т. е. оно в π раз больше напря жения $U_н$ при отсутствии фильтра для схемы однополупе риодного выпрямителя однофазного тока и в $\pi/2$ раз больш напряжения $U_н$ для схемы двухполупериодного вы прямителя. Однако уменьше ние выпрямленного напряже ния с увеличением тока на рузки в этом случае значи тельно более резкое, чем пр отсутствии фильтра. Это объ сняется тем, что помимо уве личения падения напряжени на вентиле и обмотках тра сформатора с увеличение тока нагрузки, выпрямленно напряжение уменьшается та же за счет более быстрог разряда конденсатора фил тра при уменьшении сопр тивления нагрузки, что соо ветствует увеличению ток нагрузки. Уменьшение сопр тивления $R_н$, вызывающее увеличение тока нагрузки, пр водит к уменьшению постоянной времени $\tau = R_н C_ф$, следовательно, к значительному снижению напряжени на нагрузке.

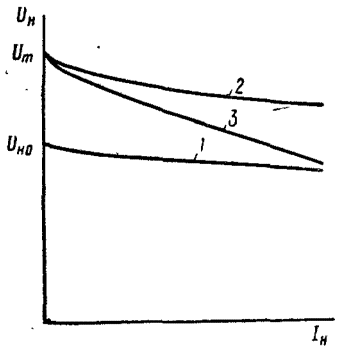


Рис. 4.48. Внешние характеристики выпрямителя:
1 — без фильтра; *2* — с емкостным фильтром; *3* — с П-образным фильтром

Внешняя характеристика выпрямителя с П-образны фильтром (рис. 4.48, кривая *3*) имеет больший наклон, че кривая *2*. Дополнительное уменьшение напряжения пр наличии этого фильтра связано с падением напряжения н резисторе $R_ф$ или на активном сопротивлении катушки ин дуктивности $L_ф$ соответственно *RC* или *LC*-фильтра. В слу чае применения П-образного фильтра следует иметь в виду что при одинаковом коэффициенте сглаживания *LC*-фильт имеет меньший наклон внешней характеристики, че *RC*-фильтр. Это значит, что выпрямитель с П-образны *LC*-фильтром обеспечивает большую стабильность выпрям ленного напряжения при изменении тока нагрузки.

Внешняя характеристика выпрямителя с компенсаци онным стабилизатором показана на рис. 4.49 (кривая *1*. На этом же рисунке приведена внешняя характеристик

ыпрямительного устройства без стабилизатора напряжения кривая *2*).

Разность ординат этих двух характеристик при одном и том же значении тока нагрузки соответствует анодному напряжению U_a регулирующей лампы.

На рабочем участке ($I_н < I_1$) характеристика выпрямительного устройства со стабилизатором почти параллельна оси абсцисс. Ее наклон на этом участке характеризуется внутренним сопротивлением стабилизатора

$$r_{вн} = \left| \frac{dU_н}{dI_н} \right|, \qquad (4.33)$$

которое обычно лежит в пределах от сотых долей ома до нескольких ом. Меньшие значения $r_{вн}$ соответствуют стабилизаторам с бо́льшим коэффициентом стабилизации.

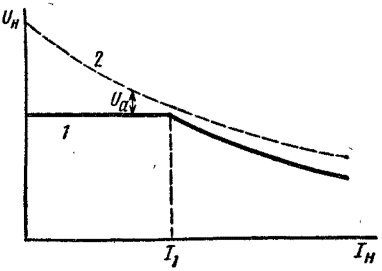


Рис. 4.49. Внешние характеристики выпрямителя:
1 — со стабилизатором; *2* — без стабилизатора

При чрезмерном увеличении тока нагрузки (при $I_н > I_1$) наклон внешней характеристики увеличивается (см. рис. 4.49), так как в этом случае резко снижается анодное напряжение U_a регулирующей лампы, что приводит к уменьшению коэффициента стабилизации.

Вопрос. Как будет располагаться внешняя характеристика выпрямителя с емкостным фильтром по отношению к внешней характеристике выпрямителя без фильтра при значительном увеличении тока нагрузки (рис. 4.50)?

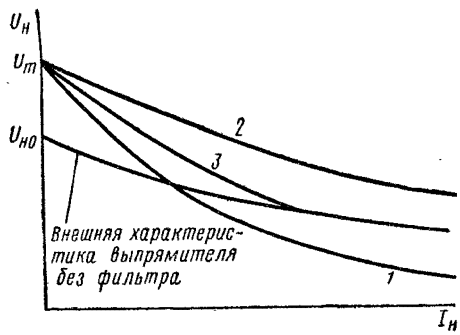


Рис. 4.50. К вопросу п. 4.8.1

1. Кривая *1* на рис. 4.50 (п. 4.8.2).
2. Кривая *2* на рис. 4.50 (п. 4.8.3).
3. Кривая *3* на рис. 4.50 (п. 4.8.4).

4.8.2. Вы считаете, что при значительном увеличени тока нагрузки внешние характеристики пересекутся и характеристика выпрямителя с емкостным фильтром пой дет ниже, чем характеристика выпрямителя без фильтра Вы неправы, этого не может быть. То, что внешняя харак теристика выпрямительного устройства с емкостным фильт ром идет более круто, чем характеристика выпрямител без фильтра, правильно. В самом деле, при увеличении ток нагрузки, что соответствует уменьшению сопротивления R (см. рис. 4.28), постоянная времени $\tau = R_н C_ф$ уменьшает ся и кривые $u_с = u_н$ (см. рис. 4.29 и 4.30) в отрицательны полупериоды приложенного напряжения идут ниже, чем при большем значении $R_н$, в результате чего выпрямленно напряжение уменьшается. Но может ли вследствие этой причины напряжение на выходе выпрямительного устрой ства с емкостным фильтром быть меньше напряжения н нагрузке выпрямителя без фильтра при одном и том ж сопротивлении $R_н$? Нет, не может. Поэтому и внешня характеристика выпрямителя с емкостным фильтром н может идти ниже характеристики выпрямителя без фильтра

Подумайте еще раз над поставленным вопросом и выбе рите правильный ответ.

4.8.3. Для того чтобы выяснить, будет ли внешняя ха рактеристика *2* выпрямителя с емкостным фильтром распо лагаться выше характеристики выпрямителя без фильтр при любых значениях тока нагрузки, необходимо вспомнит причину, вследствие которой кривая *2* идет более круто чем кривая, соответствующая отсутствию фильтра. Эт причина состоит в том, что при увеличении тока нагрузки т. е. при уменьшении сопротивления $R_н$ (см. рис. 4.28) разряд конденсатора $C_ф$ происходит быстрее и выпрямлен ное напряжение уменьшается (см. рис. 4.29 и 4.30). Оче видно, при очень малом сопротивлении нагрузки $R_н$ на пряжение на конденсаторе, а следовательно, и на нагрузке будет успевать следовать за изменениями приложенного напряжения. Кривая напряжения на нагрузке в этом слу чае имеет такую же форму, как и при отсутствии сглажи вающего фильтра. Это значит, что внешняя характеристи ка выпрямителя с емкостным фильтром не может стремить ся к значениям $U_н$, большим, чем для выпрямителя бе фильтра.

Теперь Вы, без сомнения, сможете выбрать правильный ответ. Найдите его и прочитайте комментарии к этому ответу.

4.8.4. Кривая *3* действительно правильно отражает ход внешней характеристики выпрямительного устройства с емкостным фильтром при больших значениях тока нагрузки. Уменьшение напряжения на нагрузке выпрямителя без фильтра при увеличении тока нагрузки, как отмечалось выше, обусловлено увеличением падения напряжения на вентиле и на активном сопротивлении обмоток трансформатора.

При наличии емкостного фильтра величина выходного напряжения с увеличением тока нагрузки дополнительно уменьшается за счет более быстрого разряда конденсатора фильтра при уменьшении сопротивления нагрузки. При больших токах нагрузки, соответствующих малым сопротивлениям $R_н$, вследствие малой величины постоянной времени $\tau = R_н C_ф$ (см. рис. 4.28—4.30) разряд конденсатора может происходить настолько быстро, что напряжение на конденсаторе будет успевать следовать за изменениями приложенного переменного напряжения. При этих условиях сглаживания выпрямленного напряжения за счет конденсатора $C_ф$ не происходит, и выпрямительное устройство работает так же, как и в случае отсутствия сглаживающего фильтра. Величина напряжения на нагрузке и степень уменьшения ее при увеличении тока нагрузки такие же, как и в выпрямителе без фильтра. Следовательно, внешние характеристики выпрямителя с емкостным фильтром и без фильтра при больших значениях тока нагрузки совпадают.

Поскольку Вы правильно ответили на поставленный вопрос, можете переходить к дальнейшему изучению материала в гл. 5.

ГЛАВА 5

ЭЛЕКТРОННЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Электронными генераторами называются устройства, в которых с помощью электронных ламп или полупроводниковых приборов энергия постоянного или переменного тока преобразуется в энергию электрических колебаний определенной частоты и формы.

Электронные генераторы классифицируются по ряду признаков. В зависимости от частотного диапазона генерируемых колебаний генераторы делятся на:

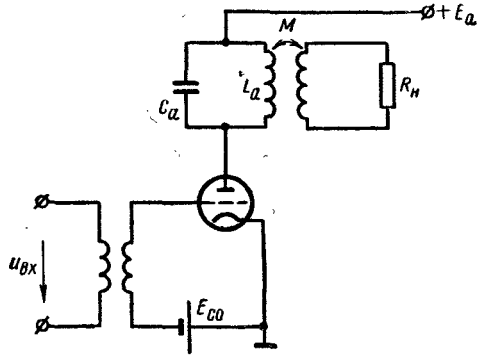


Рис. 5.1. Схема генератора с независимым возбуждением

1) генераторы низкой частоты (от долей герц до 100 *кгц*);
2) генераторы высокой частоты (от 100 *кгц* до 100 *Мгц*);
3) генераторы сверхвысокой частоты (выше 100 *Мгц*).

По форме генерируемых колебаний электронные генераторы подразделяются на генераторы синусоидальных колебаний и генераторы релаксационных колебаний.

По режиму работы различают генераторы с независимым возбуждением и генераторы с самовозбуждением (автогенераторы). Генератор с независимым возбуждением представляет собой по существу высокочастотный резонансный усилитель мощности. Схема этого генератора представлена на рис. 5.1.

Поскольку работа усилителей мощности была рассмотрена в гл. 3, нет необходимости подробно описывать генератор с независимым возбуждением. Следует только отметить, что такой генератор применяется в случаях, когда необхо-

димо усилить по мощности колебания, генерируемые задающим автогенератором, который является генератором с самовозбуждением.

Электронные генераторы могут работать в любом из классов А, В или С.

§ 5.1. Генератор синусоидальных колебаний с самовозбуждением (автогенератор)

5.1.1. Генератор с самовозбуждением (в дальнейшем будем называть его автогенератором) является генератором незатухающих колебаний, которые возникают при определенных условиях в усилителе, охваченном положительной обратной связью.

Схема простейшего автогенератора, называемого автогенератором с трансформаторной обратной связью, представлена на рис. 5.2.

Одним из основных элементов этой схемы является колебательный контур $L_a C_a$, включенный в анодную цепь. Положительная обратная связь между анодной и сеточной цепями осуществляется с помощью катушки L_c, индуктивно связанной с катушкой контура L_a.

Рассмотрим процесс возникновения колебаний в таком генераторе. В момент включения источника анодного питания в колебательном контуре возникают свободные колебания с частотой $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_a C_a}}$, которые через некоторое время затухают из-за потери энергии переменного тока в активном сопротивлении контура r.

Чтобы колебания в контуре были незатухающими, не-

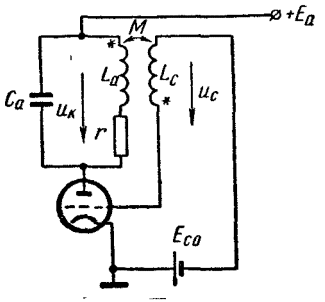


Рис. 5.2. Схема автогенератора с трансформаторной обратной связью

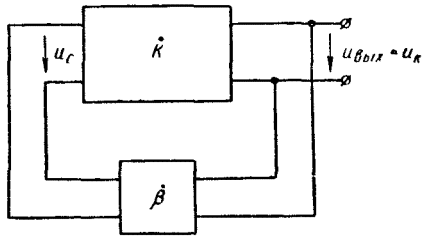


Рис. 5.3. Блок-схема усилителя с положительной обратной связью

обходимо компенсировать потери энергии в контуре, что осуществляется с помощью цепи положительной обратной связи. В результате колебаний в контуре появляется переменный ток $i_к$, который наводит в катушке $L_с$ напряжение $u_с$. Это напряжение поступает на вход усилителя, вызывая усиление колебаний в контуре.

Далее перейдем к количественному анализу условий возникновения и существования незатухающих колебаний в контуре. Для этого будем рассматривать автогенератор как усилитель, охваченный положительной обратной связью (рис. 5.3).

Коэффициент обратной связи $\dot{\beta}$ связывает сеточное напряжение $\dot{U}_с$ и напряжение на контуре $\dot{U}_к$ соотношением

$$\dot{U}_с = \dot{\beta}\,\dot{U}_к. \tag{5.1}$$

Напряжение на контуре $\dot{U}_к$ является усиленным сеточным напряжением $\dot{U}_с$, т. е.

$$\dot{U}_к = \dot{K}U_с, \tag{5.2}$$

где $\dot{K}$ — коэффициент усиления усилителя при разомкнутой цепи обратной связи.

Подставив выражение (5.1) в (5.2), получим

$$\dot{U}_к = \dot{\beta}\,\dot{K}\dot{U}_к. \tag{5.3}$$

Из выражения (5.3) следует, что для поддержания в контуре незатухающих колебаний должно быть выполнено условие

$$\dot{\beta}\,\dot{K} = 1. \tag{5.4}$$

Обе величины, входящие в выражение (5.4), являются комплексными:

$$\dot{\beta} = \beta e^{j\varphi} \text{ и } \dot{K} = Ke^{j\psi}.$$

Для выполнения равенства (5.4) должны быть соблюдены два условия:

1) модуль произведения величин $\dot{\beta}$ и $\dot{K}$ должен быть равен единице, т. е.

$$\beta K = 1; \tag{5.5}$$

2) сумма аргументов этих величин должна быть равна нулю, т. е.

$$\varphi + \psi = 0. \tag{5.6}$$

Условие (5.5) называется балансом амплитуд. При выполнении этого условия потери энергии в контуре полностью восполняются энергией, вносимой в контур через цепь положительной обратной связи.

На практике значения β и K подбирают так, чтобы

$$\beta K \geqslant 1. \tag{5.7}$$

Условие $\beta K > 1$ выполняется в неустановившемся режиме работы генератора, когда амплитуда колебаний нарастает. По мере увеличения амплитуды вследствие нелинейности характеристик усилительного элемента (лампы или полупроводникового триода) коэффициент усиления K убывает, стремясь к критическому значению, при котором условие (5.5) переходит в уравнение

$$\beta K_{\text{кр}} = 1. \tag{5.8}$$

Уравнению (5.8) соответствует установившийся режим автоколебаний. Так как коэффициент усиления K в схеме автогенератора LC-типа равен

$$K = \frac{\mu R_{\text{рез}}}{R_i + R_{\text{рез}}}, \tag{5.9}$$

где $R_{\text{рез}}$ — резонансное сопротивление контура, то из условия (5.7) получим

$$\beta \geqslant \frac{1}{K} = \frac{R_i + R_{\text{рез}}}{\mu R_{\text{рез}}} = \frac{1}{SR_{\text{рез}}} + \frac{1}{\mu}.$$

Условие (5.6), называемое балансом фаз, осуществляется при совпадении фаз контурного напряжения $\dot{U}_{\text{к}}$ и сеточного напряжения $\dot{U}_{\text{с}}$ или при сдвиге по фазе на 180° сеточного напряжения $\dot{U}_{\text{с}}$ относительно анодного напряжения $\dot{U}_{\text{а}}$. В рассматриваемой схеме генератора необходимая фазировка напряжений достигается соответствующим подключением выводов катушки $L_{\text{с}}$.

Следует отметить, что в любой схеме, охваченной положительной обратной связью, должны возникнуть автоколебания, если в ней выполняется условие баланса фаз и

баланса амплитуд. Если эти условия выполняются для одной частоты, то возникают синусоидальные колебания, если же для многих частот, то несинусоидальные колебания.

Вопрос. Изменится ли произведение βK в условии баланса амплитуд, если лампу автогенератора заменить другой, у которой крутизна S прежняя, а внутреннее сопротивление R_i больше?

1. Произведение βK останется неизменным (п. 5.1.2).
2. Произведение βK увеличится (п. 5.1.3).
3. Произведение βK уменьшится (п. 5.1.6).

5.1.2. Вы неправы. Ведь коэффициент усиления усилителя K определяется при разомкнутой цепи обратной связи выражением

$$K = \frac{\mu R_{\text{рез}}}{R_i + R_{\text{рез}}}.$$

Из этого выражения следует, что коэффициент усиления K зависит от статического коэффициента усиления μ и внутреннего сопротивления лампы R_i. Если Вы вспомните внутреннее уравнение лампы, то убедитесь, что при изменении величины R_i и постоянном значении S коэффициент усиления K не может не измениться. Теперь Вы, очевидно, поняли, что величина внутреннего сопротивления лампы влияет на произведение βK в условии баланса амплитуд автогенератора.

Вам надо вновь вернуться к поставленному вопросу и решить, как влияет увеличение внутреннего сопротивления R_i на произведение βK — увеличивает или уменьшает его.

5.1.3. Вы правы. Действительно, увеличение внутреннего сопротивления R_i при неизменной крутизне S приводит к росту коэффициента усиления усилителя K, определяемого из выражения

$$K = \frac{\mu R_{\text{рез}}}{R_i + R_{\text{рез}}}.$$

Ведь согласно внутреннему уравнению лампы $\mu = R_i S$ статический коэффициент усиления лампы μ при неизменной величине S возрастает с увеличением внутреннего сопротивления R_i. Благодаря этому произведение βK становится больше, чем в случае применения лампы с меньшим значением R_i, и условия возникновения колебаний в

автогенераторе улучшаются. Далее мы считаем, что Вам следует подумать еще над одним вопросом.

Вопрос. Может ли изменить условия самовозбуждения в автогенераторе (см. рис. 5.2) подключение через трансформатор нагрузки $R_н$?

1) Может (п. 5.1.4).

2) Не может (п. 5.1.5).

5.1.4. Из курса электротехники известно, что подключение ко вторичной обмотке трансформатора нагрузки $R_н$ изменяет эквивалентные активное и индуктивное сопротивления, приведенные к первичной обмотке. Первичной обмоткой в нашем случае является катушка индуктивности резонансного контура $L_а$. Нагрузкой автогенератора обычно служит последующий каскад (усилитель, генератор с независимым возбуждением и т. д.). Таким образом, подключение нагрузки $R_н$ к автогенератору увеличивает вносимое в контур активное сопротивление, а это может привести к срыву генерации из-за нарушения условий баланса амплитуд. Кроме того, подключение нагрузки $R_н$ при сохранении в схеме условий самовозбуждения увеличивает частоту колебаний автогенератора. Это объясняется тем, что индуктивное сопротивление вторичной обмотки вносится в первичную цепь, как известно, со знаком «минус», уменьшая тем самым величину индуктивности в колебательном контуре. Для уменьшения влияния нагрузки на режим работы автогенератора необходимо ослабить связь катушки контура $L_а$ со вторичной обмоткой трансформатора. Это достигается снижением величины коэффициента взаимной индукции M.

Поскольку Вы правильно ответили на поставленный вопрос, можете переходить к изучению материала, изложенного в п. 5.1.7.

5.1.5. Вы забыли, что в курсе электротехники разбиралось влияние вторичной цепи трансформатора на параметры первичной цепи. Было установлено, что при этом изменение параметров вторичной цепи трансформатора изменяет эквивалентные активное и индуктивное сопротивления, приведенные к первичной обмотке. В нашем случае первичной обмоткой является катушка индуктивности резонансного контура $L_а$. Поэтому подключение нагрузки изменит как активное, так и индуктивное сопротивления контура.

Вы выбрали неправильный ответ. Вам необходимо прочесть пояснения к правильному ответу в п. 5.1.4.

5.1.6. Давайте разберемся, так ли это. Вспомним, что анодный ток определяется из выражения

$$i_a = \frac{\mu u_{вх}}{R_i + R_{рез}}.$$

В это выражение входят параметры лампы: внутреннее сопротивление R_i и статический коэффициент усиления μ. В свою очередь параметры R_i и μ связаны между собой внутренним уравнением лампы: $\mu = R_i S$. Тогда с увеличением внутреннего сопротивления R_i при постоянной крутизне лампы S статический коэффициент усиления μ также увеличится, причем настолько, насколько возросло значение R_i. Следовательно, с ростом R_i (при $S = \text{const}$) числитель выражения для i_a возрастает быстрее, чем знаменатель.

Ваш ответ является ошибочным. Вернитесь к поставленному вопросу и постарайтесь правильно ответить на него.

5.1.7. В зависимости от способа включения источника анодного питания по отношению к лампе и колебательному контуру различают схемы автогенераторов с последовательным анодным питанием (лампа и колебательный контур соединены последовательно по отношению к источнику питания E_a и с параллельным анодным питанием (лампа и колебательный контур соединены параллельно по отношению к источнику питания E_a).

Автогенератор с последовательным анодным питанием (см. рис. 5.2) не получил широкого распространения из-за ряда недостатков:

1) постоянная составляющая анодного тока проходит через катушку индуктивности L_a, что вызывает ее нагрев;

2) колебательный контур находится под высоким потенциалом по отношению к «земле».

Автогенератор с параллельным анодным питанием, схема которого представлена на рис. 5.4, не имеет перечисленных недостатков.

Действительно, блокировочный конденсатор $C_б$ не пропускает постоянную составляющую анодного тока в катушку индуктивности L_a. Дроссель $L_б$ предотвращает короткое замыкание контура по переменной составляющей через источник питания E_a, в противном случае автогенератор перестал бы возбуждаться.

В автогенераторах, собранных по схемам рис. 5.2 и 5.4, имеет место трансформаторная обратная связь. Кроме этого вида обратной связи, имеются еще автотрансформатор-

ная (индуктивная) и емкостная обратные связи. Автогенераторы с такими видами обратной связи получили название трехточечных. Так, генераторы, охваченные автотрансформаторной (индуктивной) обратной связью, называются автогенераторами с индуктивной трехточкой, а генераторы с емкостной обратной связью — автогенераторами с емкостной трехточкой. Название трехточечных данные схемы получили потому, что контур включается в схему тремя точками.

Трехточечные схемы можно представить в виде одной обобщенной схемы, справедливой для переменных составляющих тока и напряжения (рис. 5.5).

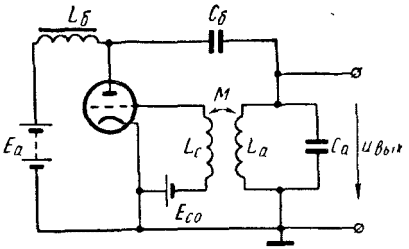


Рис. 5.4. Схема автогенератора с параллельным анодным питанием

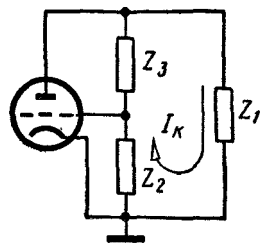


Рис. 5.5. Обобщенная трехточечная схема автогенератора

Контур включает комплексные сопротивления Z_1, Z_2 и Z_3 индуктивного или емкостного характера:

$$Z_1 = r_1 \pm jx_1,\ Z_2 = r_2 \pm jx_2,\ Z_3 = r_3 \pm jx_3.$$

Обычно $r_1 \ll x_1$, $r_2 \ll x_2$, $r_3 \ll x_3$, поэтому $Z_1 \approx \pm jx_1$; $Z_2 \approx \pm jx_2$, $Z_3 \approx \pm jx_3$.

Незатухающие колебания в контуре возникнут тогда, когда будут выполнены условия баланса фаз и баланса амплитуд.

Вопрос. В какой из трех предложенных схем выполняется условие баланса фаз?

1. В схеме рис. 5.6, *а* (п. 5.1.8).
2. В схеме рис. 5.6, *б* (п. 5.1.11).
3. В схеме рис. 5.6, *в* (п. 5.1.12).

5.1.8. Обратившись к схеме рис. 5.6,*а*, нетрудно видеть, что

$$\dot{U}_к = jx_1\dot{I}_к,$$

а

$$\dot{U}_с = jx_2\dot{I}_к.$$

Следовательно, сдвиг по фазе между напряжением на контуре и сеточным напряжением равен нулю, и баланс фаз выполняется. Поэтому, для выполнения условия баланса фаз сопротивления x_1 и x_2 должны быть индуктивного характера.

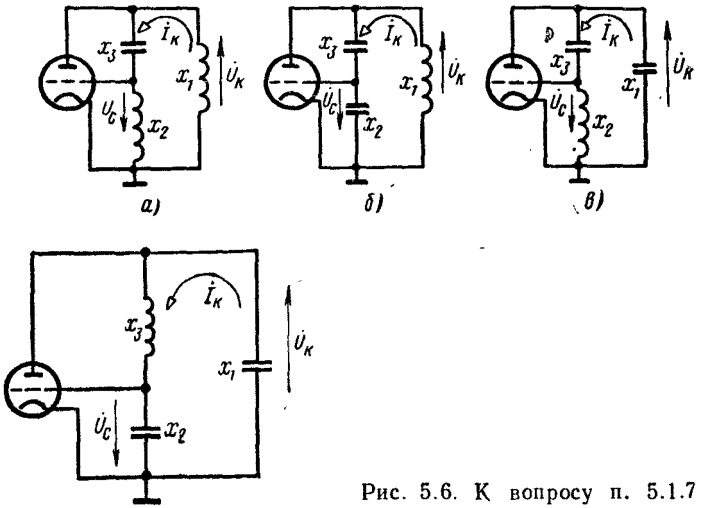


Рис. 5.6. К вопросу п. 5.1.7

Вполне понятно, что для создания колебательного контура сопротивление x_3 должно быть емкостного характера.

Итак, Вы ответили правильно. Теперь подумайте и ответьте на следующий вопрос.

Вопрос. Если изменить знак реактивных сопротивлений в схеме рис. 5.6, *а* на обратный, т. е. сопротивления x_1 и x_2 будут емкостными, а сопротивление x_3 — индуктивным (рис. 5.6, *г*), то будет ли выполняться условие баланса фаз?

1. Не будет (п. 5.1.9).
2. Будет (п. 5.1.10).

5.1.9. Вы ошибаетесь. Ведь условие баланса фаз выполняется тогда, когда контурное и сеточное напряжения находятся в фазе.

Из схемы рис. 5.6, *г* видно, что $\dot{U}_к = -jx_1\dot{I}_к$, $\dot{U}_с = -jx_2\dot{I}_к$, т. е. контурное и сеточное напряжения находятся в фазе и, следовательно, имеет место баланс фаз.

Прочтите пояснения к правильному ответу в п. 5.1.10.

5.1.10. Вы правы. Действительно, напряжение на контуре и сеточное напряжение, равные соответственно $\dot{U}_к = -jx_1\dot{I}_к$ и $\dot{U}_с = -jx_2\dot{I}_к$, совпадают по фазе.

Вы убедились, что баланс фаз соблюдается в двух сочетаниях сопротивлений x_1, x_2 и x_3, а именно:

1) x_1 и x_2 — индуктивные сопротивления, а x_3 — емкостное сопротивление;

2) x_1 и x_2 — емкостные сопротивления, а x_3 — индуктивное сопротивление.

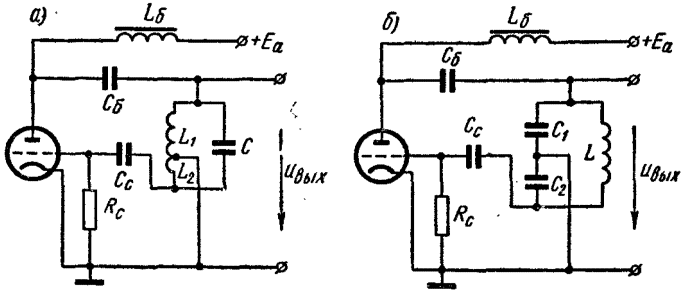


Рис. 5.7. Индуктивная (*а*) и емкостная (*б*) трехточечные схемы автогенераторов

Автогенератор, в котором используется первое сочетание сопротивлений x_1, x_2 и x_3, получил название индуктивной трехточки. Автогенератор, в котором используется второе сочетание указанных сопротивлений, называется емкостной трехточкой. Применяемые на практике схемы индуктивной и емкостной трехточек приведены соответственно на рис. 5.7, *а* и *б*.

Баланс амплитуд в схемах индуктивной и емкостной трехточек осуществляется при определенном значении коэффициента положительной обратной связи $\beta = \frac{x_2}{x_1}$ (см. рис. 5.5), что выполняется регулировкой величин индуктивностей L_1 и L_2 в схеме рис. 5.7, *а* или емкостей C_1 и C_2 в схеме рис. 5.7, *б*.

Далее можете переходить к изучению материала, изложенного в п. 5.1.13.

5.1.11. Проверим, каков сдвиг фазы между напряжением

контура $\dot{U}_к$ и сеточным напряжением $\dot{U}_с$. Из рис. 5.6, *б* видно, что

$$\dot{U}_к = jx_1\dot{I}_к,$$

а

$$\dot{U}_с = -jx_2\dot{I}_к.$$

Следовательно, напряжения $\dot{U}_к$ и $\dot{U}_с$ сдвинуты по фазе на 180°. Но, как было показано в п. 5.1.1, для выполнения баланса фаз контурное и сеточное напряжения должны быть в фазе. Итак, Ваш ответ неверен. Вернитесь к п. 5.1.7 и найдите правильный ответ.

5.1.12. Используя закон Ома для схемы рис. 5.6,*в*, легко составить следующие уравнения:

$$\dot{U}_к = -jx_1\dot{I}_к,$$

$$\dot{U}_с = jx_2\dot{I}_к.$$

Очевидно, что напряжение $\dot{U}_к$ сдвинуто по фазе относительно напряжения $\dot{U}_с$ на 180°. В п. 5.1.1 было показано, что для выполнения баланса фаз контурное $\dot{U}_к$ и сеточное $\dot{U}_с$ напряжения должны быть в фазе. Следовательно, Ваш ответ ошибочен.

Вернитесь к п. 5.1.7 и выберите правильный ответ.

5.1.13. В индуктивной и емкостной трехточечных схемах в сеточную цепь включено звено $R_сC_с$ для создания отрицательного напряжения смещения $U_{сс}$.

При появлении положительной полуволны сеточного напряжения $u_с$ сетка приобретает положительный потенциал по отношению к катоду, и появившийся сеточный ток $i_с$ заряжает конденсатор $C_с$. Разряд конденсатора на резистор $R_с$, происходящий в отрицательный полупериод напряжения $u_с$, создает на этом резисторе необходимое напряжение смещения. Если выполнить условие $R_сC_с > T$, где T — период колебаний напряжения $u_с$, то конденсатор не будет успевать заметно разряжаться и, следовательно, напряжение смещения будет практически постоянно. Сопротивление резистора $R_с$ выбирается обычно около нескольких мегом, а емкость конденсатора $C_с$ — десятки-сотни пикофарад. При таких величинах $R_с$ и $C_с$ напряжение смещения получается необходимой величины.

§ 5.2. Стабилизация частоты автогенераторов

5.2.1. К электронным генераторам очень часто предъявляется требование стабильности частоты генерируемых колебаний.

Если f_0 является заданной рабочей частотой, а Δf представляет собой отклонение (уход) этой частоты от заданной, то отношение $\Delta f/f_0$ называют относительной нестабильностью частоты или (короче) нестабильностью частоты.

Отклонение частоты от допустимой величины может привести к тому, что некоторые устройства, работающие при фиксированной частоте (например, резонансный усилитель), вообще перестанут реагировать на поступающие сигналы, а другие устройства (например, фазовращатель) будут работать с большими погрешностями. На нестабильность частоты влияют изменения температуры окружающей среды, механические деформации (удары, вибрация и т. п.) деталей, колебания напряжения питания и другие факторы. Воздействие большинства дестабилизирующих факторов на отклонение частоты проявляется в изменении емкости и индуктивности колебательного контура, так как частоту колебаний, строго говоря, определяют не абсолютные величины параметров конденсаторов и катушек индуктивности контура, а эквивалентные значения емкости и индуктивности контура, куда входят различные паразитные емкости и индуктивности схемы.

Существуют два основных вида стабилизации частоты:

1) параметрическая стабилизация;

2) кварцевая стабилизация (применение кварцевых резонаторов).

Параметрическая стабилизация заключается в ослаблении влияния внешних факторов на частоту генерируемых колебаний, а также в подборе элементов схемы, обеспечивающих минимальные изменения частоты. Сюда относится, например, одновременное включение в схему конденсаторов с отрицательным и положительным температурными коэффициентами емкости (ТКЕ), что снижает влияние изменения температуры; применение экранов, что ослабляет влияние внешних магнитных полей и паразитных емкостей между элементами генератора и «землей». Параметрическая стабилизация позволяет получить нестабильность не более 10^{-3}— 10^{-4}. Применение кварцевых резонаторов дает очень высокую стабильность частоты.

Кварцевый резонатор представляет собой пластинку из минерала (кварца) прямоугольной или круглой формы, помещенную в кварцедержателе. Кварц обладает интересным свойством, называемым пьезоэффектом и используемым во многих электрических схемах. Если кварцевый резонатор сжимать, то на одной грани пластинки появится положительный заряд, а на другой — отрицательный; если

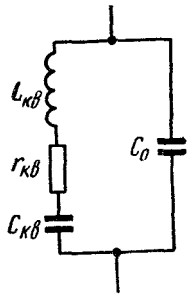


Рис. 5.8. Эквивалентная схема кварцевого резонатора

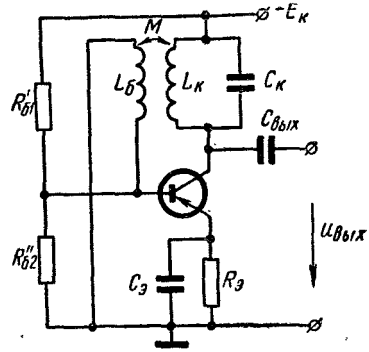


Рис. 5.9. Схема полупроводникового автогенератора типа *LC*

кварцевую пластинку растягивать, то на тех же гранях знаки зарядов изменятся на обратные. При воздействии на кварцевую пластинку электрического поля в зависимости от его направления происходит либо расширение, либо сжатие кварца. Таким образом, кварцевая пластинка представляет собой электромеханическую систему, причем каждая пластинка имеет свою резонансную частоту, благодаря чему кварцевый резонатор эквивалентен электрическому колебательному контуру. Эквивалентная схема кварцевого резонатора представлена на рис. 5.8.

В этой схеме $L_{кв}$, $C_{кв}$ и $r_{кв}$ — эквивалентные параметры кварца, C_0 — емкость кварцедержателя. Индуктивность $L_{кв}$ обычно достаточно велика (от десятков микрогенри до нескольких миллигенри), емкость $C_{кв}$ мала (сотые доли пикофарад) и сопротивление $r_{кв}$ имеет значение порядка единиц и сотен ом. Поэтому добротность кварцевого резонатора достигает 10^4— 10^5, т. е. на 2—3 порядка выше добротности обычных контуров *LC*. Емкость кварцедержателя C_0 значительно больше емкости $C_{кв}$ и имеет величину порядка нескольких десятков пикофарад.

Как видно из эквивалентной схемы, в этом контуре могут быть два вида резонанса: резонанс напряжений с частотой $\omega_н$ и резонанс токов с частотой $\omega_т$. Обычно кварц используется в узком диапазоне частот, находящемся между частотами $\omega_н$ и $\omega_т$, где его эквивалентное сопротивление имеет индуктивный характер. Поэтому кварц включают в колебательный контур как индуктивность по одной из трехточечных схем.

Кварцевая стабилизация частоты применяется обычно в автогенераторах, работающих на фиксированных частотах. Если же частота автогенератора должна плавно изменяться в широком диапазоне, то в этом случае применяют параметрическую стабилизацию. Более подробно с кварцевой стабилизацией можно ознакомиться в [3].

В автогенераторах наряду с электронными лампами применяют полупроводниковые триоды. В полупроводниковом автогенераторе типа *LC* полупроводниковый триод включается обычно по схеме с общим эмиттером. Схемы полупроводниковых автогенераторов аналогичны схемам ламповых генераторов. Одна из схем полупроводниковых автогенераторов представлена на рис. 5.9.

Необходимо отметить ряд особенностей автогенераторов на полупроводниковых триодах. К ним относится, например, максимальная частота генерации $f_{г\,max}$, определяемая предельной частотой усиления по току f_α (обычно $f_\alpha \approx f_{г\,max}$). У современных полупроводниковых триодов f_α достигает величины порядка сотен мегагерц. Способы стабилизации частоты полупроводниковых автогенераторов такие же, как и для ламповых генераторов.

Вопрос. Влияет ли на нестабильность частоты, вызываемую изменением паразитных емкостей в схеме, величина емкости конденсатора контура $C_а$? При этом предполагается, что необходимую резонансную частоту $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_а C_а}}$ можно получить при разных сочетаниях величин $L_а$ и $C_а$.

1. Не влияет (п. 5.2.2).

2. Влияет. С уменьшением емкости конденсатора $C_а$ нестабильность частоты уменьшается (п. 5.2.3).

3. Влияет. С уменьшением емкости конденсатора $C_а$ нестабильность частоты увеличивается (п. 5.2.4).

5.2.2. Вы считаете, что величина емкости конденсатора колебательного контура в любой из схем рис. 5.2, 5.4, 5.6 не влияет на отклонение частоты, вызываемое изменением паразитных емкостей в схеме автогенератора. Это неправильно.

Вы упустили из виду, что при определении нестабильности частоты необходимо учитывать относительное изменение эквивалентной емкости контура. Пусть, например, в результате механических деформаций паразитная емкость $C_{пар} = 10$ *пф*, включенная параллельно контуру, изменилась на 0,1 *пф*. Это повлечет за собой изменение эквивалентной емкости контура на ту же величину. Подсчитайте относительное изменение эквивалентной емкости контура для двух значений емкости конденсатора $C_а$: 100 и 1000 *пф*.

После проведения вычислений вернитесь к поставленному вопросу и найдите правильный ответ.

5.2.3. Вы правильно решили, что величина емкости конденсатора колебательного контура в любой из рассмотренных в этой главе схем влияет на нестабильность частоты, определяемую изменением паразитных емкостей в схеме. Но Вы пришли к неправильному выводу, что при уменьшении емкости конденсатора контура нестабильность частоты колебаний уменьшается. Пусть, например, в результате механических деформаций паразитная емкость $C_{пар} = 10$ *пф*, включенная параллельно контуру, изменилась на 0,1 *пф*. Это повлечет за собой соответствующее изменение эквивалентной емкости колебательного контура. Подсчитайте, как влияет изменение емкости в 0,1 *пф* на относительное изменение эквивалентной емкости контура и, следовательно, на отклонение частоты, если в контур в одном случае включен конденсатор $C_а$ емкостью 100 *пф*, а в другом — 1000 *пф*.

После проведения вычислений вернитесь к поставленному вопросу и выберите правильный ответ.

5.2.4. Вы правы. Действительно, нестабильность частоты генератора зависит от относительных изменений эквивалентной емкости, которые при изменении паразитных емкостей схемы уменьшаются с увеличением емкости контура $C_а$. Поясним это примером. Допустим, что паразитная емкость $C_{пар} = 10$ *пф* включена параллельно контуру. Тогда изменение этой емкости на 0,1 *пф* изменит эквивалентную емкость контура также на 0,1 *пф*. Если $C_а = 100$ *пф*, то эквивалентная емкость $C_{экв} = C_а + C_{пар} = 110$ *пф* изменяется примерно на 0,9%. Если же $C_а = 1000$ *пф*, то эквивалентная емкость $C_{экв}$ изменяется примерно на 0,1%. Таким образом, в первом случае изменения частоты больше, чем во втором.

Переходите к § 5.3.

§ 5.3. Низкочастотные автогенераторы синусоидальных колебаний

5.3.1. В тех случаях, когда необходимо получить синусоидальные колебания звукового (и дозвукового) диапазона, применение автогенераторов типа *LC* нецелесообразно, так как создание низкочастотного колебательного контура высокой добротности при малых габаритах затруднительно. В связи с этим для создания гармонических колебаний низкой частоты нашли применение автогенераторы типа *RC*. С помощью этих автогенераторов можно получать колебания не только низкой, но и относительно высокой частоты — порядка нескольких сотен килогерц. Однако достоинства *RC*-автогенератора особенно сильно проявляются на низких частотах (от долей герца до нескольких десятков килогерц). В этом диапазоне колебания имеют высокую стабильность частоты, что определяется качеством резисторов и конденсаторов. Конструкция автогенераторов типа *RC* проста и занимает небольшой объем. В такой автогенератор входит усилитель, состоящий из одного или нескольких каскадов и звена положительной обратной связи, являющегося четырехполюсником *RC*-типа. Возбуждение синусоидальных колебаний в *RC*-автогенераторе происходит за счет того, что четырехполюсник звена обратной связи является частотно-зависимым. Для определенной гармоники частот, называемой квазирезонансной, передача сигнала через четырехполюсник происходит с минимальным ослаблением, а сдвиг по фазе между входным и выходным напряжениями четырехполюсника может быть равным либо 0, либо 180°. Для выполнения условия баланса амплитуд необходимо, чтобы усилитель компенсировал потери в четырехполюснике.

Для соблюдения условия баланса фаз необходимо учитывать фазовый сдвиг сигнала при прохождении его через усилитель.

Если усилитель сдвигает напряжение на 180°, то звено обратной связи должно иметь фазовый сдвиг, равный 180°. Если же сдвиг по фазе напряжений в усилителе равен нулю, то звено обратной связи также должно иметь нулевой сдвиг.

Четырехполюсник звена обратной связи представляет собой различного рода комбинации из резисторов и конденсаторов. Наиболее широко используются следующие схемы соединения: Г-образные *RC*-цепочки (рис. 5.10, *а* и *б*), мост Вина (рис. 5.10, *в*) и 2Т-образный мост (рис. 5.10, *г*).

Г-образные *RC*-цепочки обычно применяются для сдвига напряжений по фазе на 180°, а мост Вина и 2Т-образный мост — для получения нулевого сдвига.

Простейший автогенератор состоит из усилительной лампы (триод или пентод) и четырехполюсника звена обратной связи (рис. 5.11).

Вопрос. Какой из трех рассмотренных выше *RC*-четырехполюсников надо включить в схему рис. 5.11, чтобы получить условие баланса фаз?

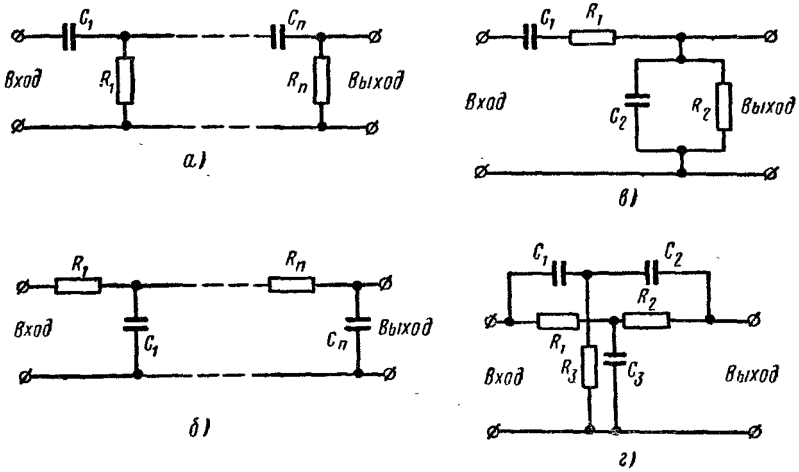


Рис. 5.10. Схемы фазосдвигающих цепей:
а, б — Г-образные избирательные цепи; *в* — мост Вина; *г* — 2Т-образный мост

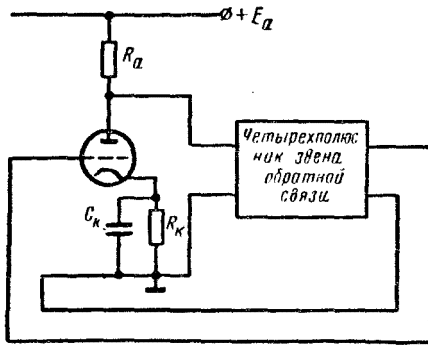


Рис. 5.11. Схема лампового одно-каскадного автогенератора

1. Г-образную RC-цепочку (п. 5.3.2).
2. Мост Вина (п. 5.3.3).
3. 2Т-образный мост (п. 5.3.4).

5.3.2. Вы правы. Усилительное звено в данной схеме имеет фазовый сдвиг, равный 180°. Следовательно, для соблюдения условия баланса фаз (5.6) напряжение, подаваемое на вход усилительного каскада, должно быть сдвинуто четырехполюсником обратной связи на 180°. Три RC-звена являются минимальным числом для получения фазового сдвига, равного 180°, причем каждое RC-звено сдвигает фазу на $\pi/3$. Как показано в [3], это происходит на частоте $f_0 = \frac{1}{15,4RC}$, и, следовательно, баланс фаз выполняется только на частоте f_0.

Переходите к п. 5.3.5.

5.3.3. Вы неправы. Ведь условие баланса фаз соблюдается при $\varphi + \psi = 0$, где φ — фазовый сдвиг звена обратной связи, ψ — фазовый сдвиг усилителя.

Как известно, усилительный каскад сдвигает проходящий через него сигнал на 180°, т. е. $\psi = 180°$. Следовательно, фазовый сдвиг звена обратной связи должен быть равным также 180°. Вы же в качестве звена обратной связи выбрали мост Вина, который имеет фазовый сдвиг, равный нулю. Следовательно, мост Вина в нашем случае нельзя применять в качестве звена обратной связи.

Вернитесь вновь к поставленному вопросу и выберите правильный ответ.

5.3.4. Вы неправильно ответили на поставленный вопрос. Ведь 2Т-образный мост дает нулевой сдвиг по фазе между его входным и выходным напряжениями. При таком звене обратной связи условие баланса фаз $\varphi + \psi = 0$, где φ — фазовый сдвиг звена обратной связи, а ψ — фазовый сдвиг усилителя, соблюдаться не будет, так как сам усилительный каскад сдвигает проходящий через него сигнал на 180°. Мы надеемся, что Вам ясна Ваша ошибка.

Вернитесь вновь к поставленному вопросу и выберите правильный ответ.

5.3.5. Коэффициент обратной связи β определяется как коэффициент передачи по напряжению фазосдвигающей цепи, причем $\beta = \frac{1}{29}$ при частоте f_0 [3]. Следовательно, для выполнения баланса амплитуд $\beta K \geqslant 1$ необходимо, чтобы коэффициент усиления усилителя K был не менее 29. Регулировка частоты может осуществляться изменением

либо сопротивлений резисторов R, либо емкостей конденсаторов C (рис. 5.12).

Рассмотренный однокаскадный автогенератор типа RC имеет существенные недостатки. К ним относятся:

1) трудность получения необходимого коэффициента усиления ($K \geqslant 29$), так как звено обратной связи шунтирует анодную нагрузку лампы;

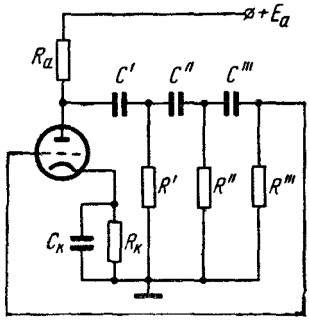


Рис. 5.12. Схема лампового однокаскадного автогенератора

2) значительное искажение формы генерируемых колебаний, вызванное появлением гармонических составляющих с частотами, близкими к частоте f_0; это объясняется тем, что на частотах, близких к частоте f_0, имеет место лишь незначительное отклонение от условий самовозбуждения.

В двухкаскадном автогенераторе типа RC (рис. 5.13, *а*) недостатки, присущие однокаскадному автогенератору, в значительной мере устранены.

Двухкаскадный автогенератор состоит из двухкаскадного усилителя RC-типа и звена обратной связи, представляющего собой мост Вина (R_1, C_1, R_2, C_2). Если исключить из схемы звено обратной связи (мост Вина) и подавать выходное напряжение второго каскада непосредственно на вход первого каскада, то в схеме могут возникнуть колебания, форма которых будет резко отличаться от синусоидальной, так как в такой схеме условия самовозбуждения выполняются для множества гармоник. Так, баланс фаз достигается благодаря тому, что анодное напряжение второго каскада, являющееся сеточным напряжением первого каскада, сдвинуто по фазе на 180° по отношению к анодному напряжению первого каскада. Баланс же амплитуд выполняется потому, что $\beta K > 1$, где K — коэффициент усиления двухкаскадного усилителя, который, как известно, больше единицы, а коэффициент обратной связи $\beta = 1$.

При включении в цепь обратной связи моста Вина в автогенераторе возникнут уже синусоидальные колебания, так как мост Вина обладает избирательными свойствами.

На рис. 5.13, *б* и *в* приведены амплитудно- и фазочастотная характеристики моста Вина. На частоте $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ (частота квазирезонанса) коэффициент передачи моста $\beta = 1/3$, а фазовый сдвиг $\varphi = 0$ [3]. На частоте квазирезонанса $R_1 = R_2$ и $C_1 = C_2 = C$ (см. рис. 5.13, *а*).

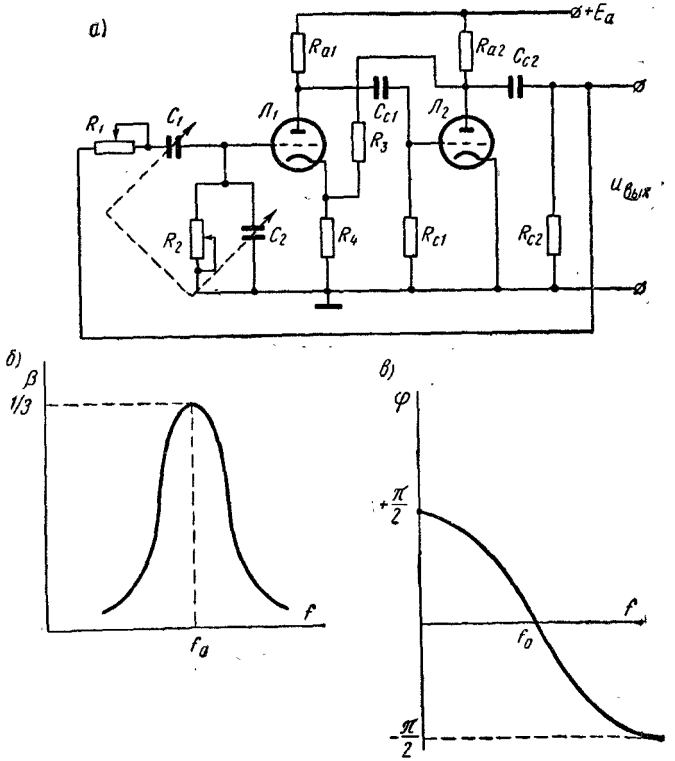


Рис. 5.13. Ламповый двухкаскадный автогенератор типа *RC*:
а — принципиальная схема автогенератора; *б* — амплитудно-частотная характеристика моста Вина; *в* — фазо-частотная характеристика моста Вина

Таким образом, условие баланса фаз соблюдается только для квазирезонансной частоты f_0, когда мост Вина не вносит фазовых искажений. Что касается баланса амплитуд, то он выполняется при коэффициенте усиления двухкаскадного усилителя $K \geqslant 3$.

Для стабилизации амплитуды колебаний в схему введена дополнительно отрицательная обратная связь. Звеном

отрицательной связи является делитель R_3R_4, подключаемый к выходу каскада усилителя, собранного на лампе $Л_2$ (рис. 5.13, *б*). Напряжение обратной связи создается на сопротивлении R_4, включенном в катодную цепь лампы $Л_2$. Сопротивлением R_4 часто является лампа накала, в которой проводимость накальной нити при увеличении амплитуды генерируемых колебаний падает, а при уменьшении их амплитуды — возрастает. Таким образом, коэффициент отрицательной обратной связи $\beta_{о.ос} = \frac{R_4}{R_3 + R_4}$ растет при увеличении выходного напряжения автогенератора, что приводит к снижению общего коэффициента усиления усилителя и уменьшению изменений выходного напряжения автогенератора.

Регулировка частоты в двухкаскадном *RC*-автогенераторе осуществляется одновременным изменением либо сопротивлений резисторов *R*, либо емкостей конденсаторов *C* моста Вина.

Двухкаскадный автогенератор типа *RC* нашел широкое применение в различной измерительной аппаратуре, работающей в диапазоне частот от нескольких десятков герц до нескольких сотен килогерц.

Схемы полупроводниковых *RC*-автогенераторов аналогичны схемам ламповых *RC*-автогенераторов. На рис. 5.14 представлена схема однокаскадного автогенератора типа *RC* на полупроводниковом триоде.

При проектировании полупроводниковых автогенераторов надо принимать во внимание, что входное сопротивление полупроводникового триода значительно меньше

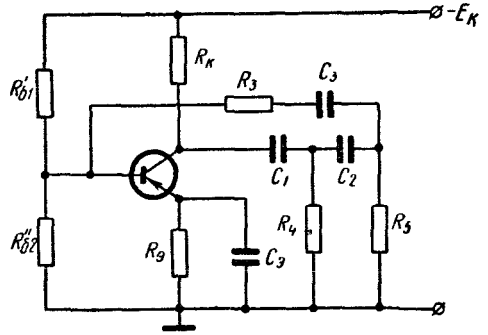


Рис. 5.14. Схема полупроводникового однокаскадного автогенератора типа *RC*

входного сопротивления электронной лампы. Это следует учитывать для выполнения условия самовозбуждения. Например, в схеме рис. 5.14 коэффициент обратной связи $\beta = \frac{R_{вх}}{R_э + R_{вх}}$ зависит от входного сопротивления каскада, которое мало по величине и изменяется в процессе работы. Поэтому чаще применяют схему с двумя полупроводниковыми триодами (рис. 5.15), где эти недостатки в значительной степени устранены.

В этой схеме триод T_1 работает в режиме эмиттерного повторителя (как известно, при таком включении каскад

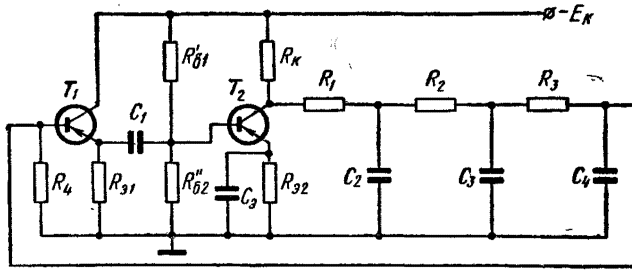


Рис. 5.15. Схема полупроводникового двухкаскадного автогенератора типа RC

имеет большое входное сопротивление), а триод T_2 включен по схеме с общим эмиттером.

Полупроводниковые RC-автогенераторы имеют ряд достоинств и недостатков по сравнению с ламповыми RC-автогенераторами. К достоинствам следует отнести высокий коэффициент полезного действия, малые габариты и меньшую стоимость. Недостатками являются значительная температурная нестабильность частоты и амплитуды колебаний. Для устранения этих недостатков в схему необходимо вводить термостабилизирующие элементы, например терморезисторы.

Вопрос. Как повлияет на работу автогенератора (см. рис. 5.15) отключение конденсатора $C_э$?

1. Автогенератор может перестать возбуждаться (п. 5.3.6).

2. Возрастут нелинейные искажения генерируемых колебаний (п. 5.3.7).

3. Режим работы автогенератора не изменится (п. 5.3.8).

5.3.6. Вы, очевидно, вспомнили назначение и работу цепочки температурной стабилизации (п. 1.8), где конденсатор $C_э$ включался для того, чтобы уменьшить отрицательную обратную связь по напряжению, которая возникает при прохождении переменной составляющей коллекторного тока по резистору $R_э$. При этом напрашивается вывод: отключение конденсатора $C_э$ ведет к появлению напряжения обратной связи на входе усилительного каскада, которое вычитается из входного напряжения. Это влечет за собой уменьшение выходного напряжения, а следовательно, и коэффициента усиления усилителя K, вследствие чего условие баланса амплитуд нарушится, и автогенератор может перестать возбуждаться.

Вы правильно ответили на поставленный вопрос. Переходите к изучению материала, изложенного в § 5.4.

5.3.7. Вы, наверное, рассуждали так: при отключении конденсатора $C_э$ по резистору $R_э$ наряду с постоянной составляющей будет проходить переменная составляющая коллекторного тока, благодаря чему падение напряжения на этом резисторе, помимо постоянной составляющей, будет содержать переменную составляющую $R_э i_к$. Далее Вы, очевидно, решили, что входное напряжение усилителя, подаваемое с выхода эмиттерного повторителя, и падение напряжения $R_э i_к$ будут складываться, поэтому форма генерируемых колебаний исказится. Но Вы неправы. Ваша ошибка заключается в том, что падение напряжения $R_э i_к$ и входное напряжение, снимаемое с выхода эмиттерного повторителя, не складываются, а вычитаются, следовательно, нелинейных искажений не будет.

Вернитесь к поставленному вопросу и постарайтесь правильно ответить на него.

5.3.8. Вы неправы. Как было указано в п. 1.8, где рассматривалась работа звена термостабилизации (рис. 1.28), конденсатор $C_э$ включается в схему для того, чтобы переменная составляющая коллекторного тока не создавала на резисторе $R_э$ значительного падения напряжения. Это напряжение при отсутствии конденсатора $C_э$ будет взаимодействовать с входным сигналом усилителя, снимаемым с выхода эмиттерного повторителя. В результате этого изменится величина выходного напряжения, а следовательно, и коэффициент усиления усилителя. Вы, очевидно, не совсем хорошо разобрались в работе звена термостабилизации.

Вам следует вернуться к п. 1.8, после чего вновь попытаться ответить на поставленный вопрос.

§ 5.4. Генераторы пилообразного напряжения

5.4.1. В различных устройствах промышленной электроники часто требуются напряжения, по форме кривой резко отличные от синусоиды (прямоугольные, пилообразные, треугольные и т. д.). Такие напряжения можно получить от генераторов, называемых релаксационными.

К релаксационным генераторам относится генератор пилообразного напряжения. Пилообразные импульсы на-

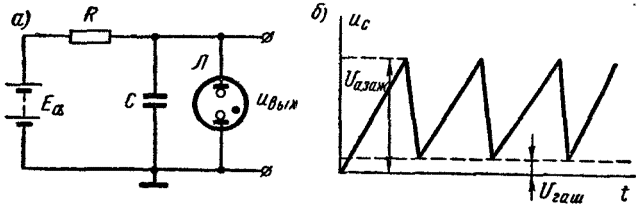


Рис. 5.16. Схема генератора пилообразного напряжения на неоновой лампе (*а*) и временна́я днаграмма его работы (*б*)

пряжения требуются, в частности, в электронных осциллографах для развертки электронного луча по горизонтали.

Схема простейшего генератора пилообразного напряжения на неоновой лампе изображена на рис. 5.16, *а*. Как видно из схемы, генератор состоит из неоновой лампы, резистора R и конденсатора C. Рассмотрим принцип действия этого генератора, поясняя его временной диаграммой (рис. 5.16, *б*).

После включения схемы конденсатор C заряжается от источника питания E_a через резистор R. Напряжение на конденсаторе при этом изменяется во времени по экспоненциальному закону

$$u_{C\ зар} = E_a\ (1 - e^{-t/RC}).$$

Как только напряжение на конденсаторе достигнет величины напряжения зажигания $U_{а.заж}$ неоновой лампы, лампа загорается (ее сопротивление при этом резко уменьшается), и конденсатор C быстро разряжается через нее. Напряжение на конденсаторе при этом уменьшается по закону

$$u_{C разр} = U_{C max}\, e^{-t/R_i C},$$

где $U_{C\max}$ — напряжение на конденсаторе к моменту зажигания неоновой лампы;

R_l — внутреннее сопротивление зажженной неоновой лампы, причем $R_l \ll R$.

Однако напряжение спадает не до нуля, а до некоторого напряжения $U_{\text{гаш}}$ (см. рис. 5.16, *б*), при котором лампа гаснет, после чего конденсатор опять начинает заряжаться, и все процессы повторяются вновь. Таким образом, форма напряжения на выходе генератора получается пилообразной. Частоту повторения импульсов пилообразной формы, очевидно, можно изменять с помощью изменения сопротивления резистора R и емкости конденсатора C. К форме напряжения генератора развертки электронного осциллографа предъявляются определенные требования:

1) нарастающий участок кривой, обеспечивающий перемещение луча в горизонтальном направлении, должен обладать высокой линейностью, иначе движение луча будет неравномерным;

2) спадающий участок кривой, обусловливающий быстрый возврат луча в исходное положение, должен иметь большую крутизну.

Однако, как показано выше, напряжение на конденсаторе C нарастает по экспоненте. Поэтому для линеаризации нарастающего участка пилообразной кривой принимаются специальные меры, на которых мы остановимся в дальнейшем.

Генераторы на неоновой лампе не нашли широкого применения, так как они не обеспечивают широкую стабильность частоты и амплитуды импульсов.

Вопрос. Выберите правильное продолжение следующей фразы:

При увеличении напряжения питания E_a в схеме рис. 5.16, *а*

1) увеличится стабильность частоты повторения импульсов и возрастет линейность нарастающего (рабочего) участка пилообразного напряжения (п. 5.4.2);

2) увеличится амплитуда генерируемых колебаний (п. 5.4.3);

3) увеличится линейность нарастающего (рабочего) участка пилообразного напряжения (п. 5.4.4).

5.4.2. Вы правы. Стабильность частоты повторения импульсов возрастет. Это можно проиллюстрировать рис. 5.17, на котором показано, что напряжение зажигания

реальной неоновой лампы $U_{а.\,заж}$ имеет некоторый разброс (см. пунктирные линии на рис. 5.17).

По этой причине длительность импульса может меняться на некоторую величину Δt_1. При увеличении же напряжения питания $E_а$ кривая нарастания напряжения на неоновой лампе (см. пунктирную кривую на рис. 5.17) пойдет круче, что приведет к уменьшению нестабильности по времени Δt_2 по сравнению с Δt_1, а следовательно, стабильность частоты повторения импульсов увеличится. Кроме того, с

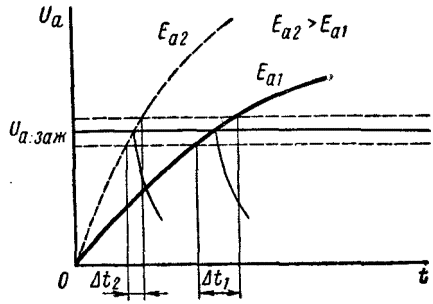


Рис. 5.17. К вопросу п. 5.4.1

увеличением напряжения питания $E_а$ возрастет линейность нарастающего (рабочего) участка пилообразного напряжения. Ведь начальный участок экспоненты можно считать практически линейным. При увеличении значения $E_а$ кривая нарастания напряжения (см. пунктирную кривую на рис. 5.17) пойдет круче. Таким образом, рабочая часть экспоненты становится более линейной.

Переходите к п. 5.4.5.

5.4.3. Вы ошибаетесь. Вы забыли, что в этой схеме амплитуда выходных импульсов определяется величиной $U_{а.\,заж}$. Сколько бы ни увеличивалось напряжение питания $E_а$, неоновая лампа будет загораться при определенном значении $U_{а.\,заж}$, величина которого обусловливается родом газа-наполнителя, давлением в колбе и расстоянием между катодом и анодом.

Вам следует вновь вернуться к п. 5.4.1 и выбрать правильное продолжение предложенной фразы.

5.4.4. Вы частично правы. Действительно, напряжение на конденсаторе (см. рис. 5.16, *а*) изменяется по экспоненциальному закону. Начальный же участок экспоненты можно считать практически линейным. При увеличении

напряжения питания E_a кривая нарастания напряжения на неоновой лампе и конденсаторе (см. рис. 5.17) пойдет круче; таким образом, рабочая часть экспоненты становится более линейной.

Но Ваш ответ нельзя считать вполне правильным, так как Вы не учли еще одно обстоятельство, а именно: увеличение напряжения питания E_a приведет к росту стабильности частоты повторения пилообразных импульсов. Поэтому Вам необходимо прочитать пояснения к ответу в п. 5.4.2.

5.4.5. Для получения напряжения пилообразной формы с частотой до нескольких десятков килогерц применяется генератор на тиратроне дугового разряда. Такой генератор в значительной степени лишен недостатков, присущих генератору на неоновой лампе.

Принцип работы генератора на тиратроне по существу такой же, как и генератора на неоновой лампе. Для согласования во времени импульсов генератора развертки осциллографа с исследуемым напряжением применяется внешняя синхронизация. Синхронизация состоит в том, что исследуемый сигнал воздействует на генератор развертки, вызывает разряд конденсатора и возвращает электронный луч в исходное положение. Таким образом, нарастание напряжения на конденсаторе и рабочий ход луча начинаются одновременно с появлением сигнала на входе осциллографа. В этом случае стабильность частоты повторения импульсов генератора пилообразного напряжения определяется стабильностью частоты исследуемого сигнала.

Схема генератора пилообразного напряжения на тиратроне приведена на рис. 5.18, *а*. На сетку тиратрона подается синусоидальное синхронизирующее напряжение $u_{\text{с. синхр}}$, которое вызывает зажигание тиратрона и разряд конденсатора C (рис. 5.18, *б*).

Для получения напряжения пилообразной формы стабильной частоты до 1—2 *Мгц* служат генераторы на электронных лампах. На рис. 5.19 представлена простейшая схема генератора пилообразных напряжений на триоде.

Для получения напряжения пилообразной формы необходимо на управляющую сетку лампы подавать запускающие импульсы. В исходном состоянии лампа заперта батареей E_{c0}, и один из конденсаторов C через резистор R_a заряжается до напряжения E_a с постоянной времени $\tau = R_a C$.

При появлении на сетке запускающего импульса положительной полярности триод открывается и один из конденсаторов C быстро разряжается через открытую лампу, так как сопротивление открытой лампы мало. По окончании действия запускающего импульса лампа опять запирается, конденсатор начинает заряжаться, и все процессы повторяются вновь. При этом на выходе генератора получается напряжение пилообразной формы.

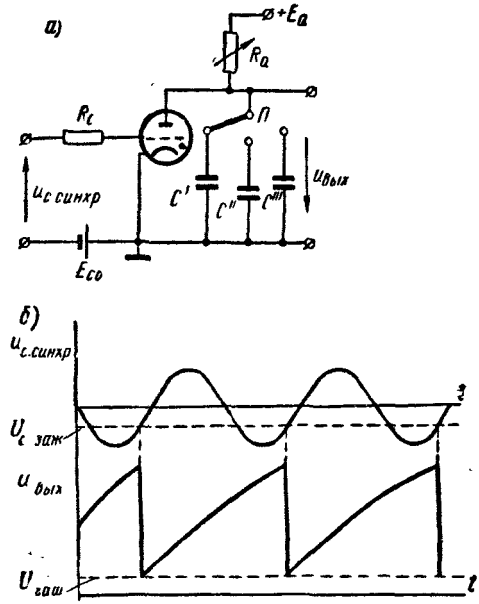


Рис. 5.18. Схема генератора пилообразного напряжения на тиратроне (*а*) и временные диаграммы его работы (*б*)

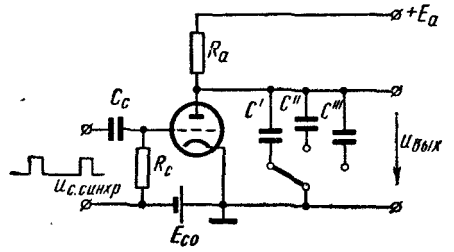


Рис. 5.19. Схема генератора пилообразного напряжения на триоде

Для получения более высокой линейности нарастания выходного напряжения необходимо, чтобы зарядный ток конденсатора был постоянным. С этой целью часто вместо резистора R_a в зарядную цепь включают пентод, анодный ток которого почти не зависит от анодного напряжения. Длительность нарастающего (рабочего) участка пилообразного напряжения регулируется обычно изменением емкости конденсатора C.

§ 5.5. Мультивибраторы

5.5.1. Мультивибратором называется релаксационный генератор прямоугольных импульсов (напряжения или тока), возникающих за счет заряда и разряда конденсаторов RC-цепей. Мультивибратор представляет собой двухкаскадный RC-усилитель с положительной обратной связью, при которой выходное напряжение одного каскада через звенья обратной связи поступает на вход другого каскада.

Мультивибраторы работают в двух режимах: в режиме автоколебаний и в ждущем режиме (заторможенный мультивибратор, или одноходовой мультивибратор). В мультивибраторах могут применяться электронные усилительные лампы, полупроводниковые триоды и тиратроны с холодным и горячим катодами.

Мультивибратор, работающий в режиме автоколебаний, представляет собой автогенератор импульсов (рис. 5.20, *а*).

В рассмотренных ранее автогенераторах синусоидальных колебаний условие самовозбуждения (баланс фаз и баланс амплитуд) выполнялось только на одной частоте. В мультивибраторах, работающих в режиме автоколебаний, условие самовозбуждения выполняется в широком диапазоне частот, что дает возможность получения импульсов прямоугольной формы.

В усилительных каскадах с анодной нагрузкой, как известно, входные и выходные напряжения сдвинуты относительно друг друга на 180°. Следовательно, в мультивибраторе анодные и сеточные напряжения каждого каскада имеют сдвиг по фазе, равный 180°, т. е. в схеме выполняется условие баланса фаз. Этот вывод справедлив для широкого диапазона частот.

Так как мультивибратор представляет собой двухкаскадный усилитель, то общий коэффициент усиления этого усилителя без обратной связи равен

$$K_{\text{общ}} = K_1 K_2,$$

где K_1 и K_2 — коэффициенты усиления первого и второго каскадов.

Баланс амплитуд в мультивибраторе осуществляется при $K_{общ} > 1$, а это всегда имеет место, так как коэффициент усиления каждого каскада усилителя с анодной нагрузкой больше единицы.

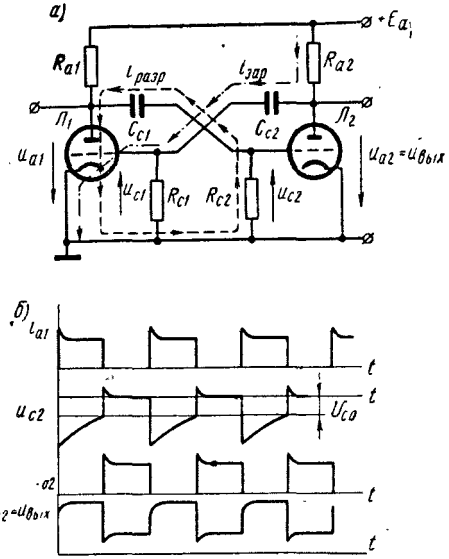


Рис. 5.20. Мультивибратор, работающий в режиме автоколебаний:
а — принципиальная схема; *б* — временные диаграммы

Вопрос. Возникнут ли автоколебания и по какой причине, если один из каскадов мультивибратора (в схеме рис. 5.20, *а*) будет катодным повторителем?

1. Автоколебания возникнут (п. 5.5.2).

2. Автоколебания не возникнут вследствие нарушения условия баланса фаз (п. 5.5.3).

3. Автоколебания не возникнут вследствие нарушения условия баланса амплитуд (п. 5.5.4).

5.5.2. Вы, видимо, решили, что, несмотря на уменьшение коэффициента усиления одного из каскадов, которым является катодный повторитель, до $K_U = 0{,}8$—$0{,}9$, значение $K_{общ}$ будет больше единицы, так как коэффициент

усиления другого каскада имеет величину порядка нескольких десятков. Но Вы не обратили внимание на выполнение условия баланса фаз. Напомним, что в катодном повторителе входное и выходное напряжения находятся в фазе, а не в противофазе, как в усилительном каскаде с анодной нагрузкой. По этой причине условие баланса фаз выполняться не будет. Таким образом, Ваш ответ нельзя считать верным.

Вернитесь к п. 5.5.1 и выберите правильный ответ.

5.5.3. Совершенно верно. Ведь катодный повторитель не сдвигает по фазе на 180° выходное напряжение по отношению к входному, за счет чего и нарушается условие баланса фаз. Условие баланса амплитуд может при этом выполняться несмотря на то, что коэффициент усиления катодного повторителя меньше единицы (обычно 0,8—0,9), общий коэффициент усиления $K_{общ}$, будет больше единицы, потому что коэффициент усиления другого каскада составляет величину порядка нескольких десятков.

Переходите к изучению материала, изложенного в п. 5.5.5.

5.5.4. Ваш ответ неверный. Ведь несмотря на то что коэффициент усиления катодного повторителя $K_U < 1$ (обычно 0,8—0,9), общий коэффициент усиления $K_{общ} > 1$, так как коэффициент усиления другого каскада обычно составляет величину порядка нескольких десятков. Следовательно, условие баланса амплитуд будет выполняться.

Вам следует вновь вернуться к поставленному вопросу и выбрать правильный ответ.

5.5.5. Рассмотрим принцип действия мультивибратора в режиме автоколебаний (рис. 5.20, *а*). Прежде всего надо сказать, что два состояния такого мультивибратора, когда одна лампа открыта, а другая закрыта, и наоборот, являются неустойчивыми.

Весь цикл работы мультивибратора можно разбить на две стадии. На первой стадии действует положительная обратная связь, вызывающая скачкообразное открывание и запирание ламп. На второй стадии, когда мультивибратор какое-то время находится в одном из неустойчивых состояний, происходит заряд и разряд конденсаторов в цепях обратной связи, что определяет частоту повторения выходных импульсов.

Поскольку оба каскада в мультивибраторе идентичны, казалось бы, после включения анодного питания токи в обеих лампах мультивибратора должны были бы быть рав-

ны по величине. Но из-за флуктуации такое состояние неустойчиво.

Допустим, что анодный ток i_{a1} по каким-либо причинам увеличится на некоторую величину. Это вызовет уменьшение анодного напряжения u_{a1}. Напряжение на конденсаторе C_{c1}, как известно, не может изменяться скачком, поэтому изменение анодного напряжения передается на сетку лампы $Л_2$ почти без ослабления, что приводит к уменьшению анодного тока i_{a2}. Последнее вызывает увеличение анодного напряжения u_{a2}, что передается благодаря действию положительной обратной связи на сетку лампы $Л_1$ и, следовательно, еще более увеличивает анодный ток i_{a1}. Процесс увеличения анодного тока i_{a1} и уменьшение анодного тока i_{a2} происходит лавинообразно и заканчивается тогда, когда лампа $Л_1$ полностью откроется, а лампа $Л_2$ полностью закроется. По окончании этой стадии работы обратная связь перестает действовать. Дальнейшее объяснение работы мультивибратора удобно продолжить с помощью временных диаграмм анодных и сеточных напряжений (рис. 5.20, *б*).

Начиная с момента полного запирания лампы $Л_2$, наступает вторая стадия цикла работы схемы, в которой конденсатор C_{c1}, зарядившийся после включения схемы, разряжается через открытую лампу $Л_1$ и резистор R_{c2}. Разряд конденсатора C_{c1} происходит с постоянной разряда времени

$$\tau_{разр1} = C_{c1}\ (R_{i1} + R_{c2}),$$

где R_{i1} — внутреннее сопротивление открытой лампы $Л_1$.

Разрядный ток, проходя по резистору R_{c2} (см. рис. 5.20, *а*), создает на нем напряжение u_{c2}, удерживая тем самым лампу $Л_2$ в запертом состоянии. Но по мере разряда конденсатора C_{c1} разрядный ток уменьшается и напряжение на сетке u_{c2} также уменьшается по абсолютной величине (см. рис. 5.20, *б*). В то же время конденсатор C_{c2} будет дозаряжаться током $i_{зар}$ от источника питания E_a через резистор R_{a2} и эквивалентное сопротивление $R_0 = \dfrac{R_{c1} r_{ск1}}{R_{c1} + r_{ск1}}$ (где $r_{ск1}$ — сопротивление промежутка сетка — катод открытой лампы $Л_1$). Заряд конденсатора C_{c2} происходит с постоянной времени заряда $\tau_{зар\ 2} = C_{c2}(R_{a2} + R_0)$.

Сопротивление $r_{ск}$ открытой лампы составляет примерно (500—1000) *ом*, т. е. оно значительно меньше сопротивления резистора R_c. Тогда

$$\tau_{зар2} \approx C_{c2}\ (R_{a2} + r_{ск1}).$$

Из этого выражения видно, что заряд конденсатора происходит во много раз быстрее его разряда, и следовательно, процесс заряда заканчивается значительно раньше момента отпирания лампы $Л_2$ (см. рис. 5.20, *б*). По истечении некоторого времени, обычно равного (2—3) $\tau_{раз}$, напряжение $u_{с2}$ уменьшается по абсолютной величине до напряжения запирания лампы $U_{зап}$. При этом в лампе $Л_2$ появляется небольшой ток, и в мультивибраторе начинает действовать обратная связь, благодаря чему ток в лампе $Л_1$ немного уменьшится.

Процесс отпирания лампы $Л_2$ и запирания лампы $Л_1$ происходит лавинообразно. Новое состояние опять неустойчиво, так как на этот раз конденсатор $C_{с2}$ будет разряжаться, а конденсатор $C_{с1}$ — заряжаться; далее все процессы повторяются вновь.

Постоянные времени разряда конденсаторов определяют частоту повторения выходных импульсов. Если в мультивибраторе

$$\tau_{разр1} = \tau_{разр2},$$

то такой мультивибратор называют симметричным.

Очевидно, в симметричном мультивибраторе длительность выходного импульса и паузы одинакова. В случае, когда $\tau_{разр1} \neq \tau_{разр2}$, длительность импульса не равна длительности паузы. Мультивибратор, работающий в таком режиме, получил название несимметричного мультивибратора.

Выходным напряжением в мультивибраторе является анодное напряжение одной из ламп. Искажения прямоугольной формы анодного напряжения, выбросы на кривых анодных токов и сеточных напряжений объясняются переходными процессами в схеме при отпирании ламп.

Мультивибратор используется как автогенератор прямоугольных импульсов, который может генерировать сигналы с частотой повторения от долей герц до нескольких мегагерц. Частоту автоколебаний можно регулировать в широких пределах как ступенчато, так и плавно. Ступенчатую регулировку производят изменением емкостей конденсаторов $C_с$, а плавную — изменением сопротивлений резисторов $R_с$. Частоту автоколебаний симметричного мультивибратора можно вычислить по формуле

$$f = \frac{1}{2R_с C_с \ln K},$$

где K — модуль коэффициента усиления одного из каскадов мультивибратора.

Вопрос. Как влияет на работу мультивибратора изменение напряжения источника анодного питания E_a в схеме рис. 5.20, *а*?

1. Изменяется длительность выходного импульса (п. 5.5.6).

2. Изменяется амплитуда выходного импульса (п. 5.5.7).

3. Изменяются амплитуда и длительность выходного импульса (п. 5.5.8).

5.5.6. Вы правы. Действительно, если увеличить, например, напряжение E_a, то конденсатор C_c зарядится до большего напряжения. Разряд же конденсатора, а следовательно, и уменьшение сеточного напряжения u_c на запертой лампе до значения $U_{зап}$ при одной и той же величине $\tau_{разр} \approx R_c C_c$ займет большее время, чем для первоначального значения E_a. Но Вы упустили из виду, что при этом должна измениться и амплитуда выходного импульса. Такой вывод нетрудно сделать, если вернуться к анализу работы мультивибратора, изложенному в п. 5.5.5.

Более подробное объяснение по этому вопросу прочтите в п. 5.5.8.

5.5.7. Вы не совсем правы. Действительно, в случае применения триодов увеличение величины E_a приведет к увеличению выходного напряжения, являющегося перепадом анодного напряжения ($U_m = R_a I_a$). Если же использовать в схеме пентоды, то изменения напряжения E_a практически не будут влиять на амплитуду выходных импульсов, так как при работе на пологих участках анодных характеристик изменения анодного напряжения не сказываются на анодном токе. Но Вы упустили из виду влияние изменения напряжения E_a на длительность выходных импульсов, так как заряд конденсаторов C_{c1} и C_{c2} зависит от величины E_a.

Вам следует вновь вернуться к поставленному вопросу и постараться правильно на него ответить.

5.5.8. Вы абсолютно правы. Действительно, увеличение напряжения E_a приводит к росту длительности выходного импульса. Разряд конденсатора C_c займет больше времени, поскольку конденсатор будет заряжен до большего напряжения. Амплитуда же выходного импульса, являющегося перепадом анодного напряжения ($U_m = R_a I_a$), также увеличится из-за увелнчения анодного тока I_a.

Следует отметить, что в случае использования пентодов в мультивибраторах изменения напряжения E_a мало влияют на амплитуду выходных импульсов, потому что при работе на пологих участках анодных характеристик изменения величины E_a практически не оказывают влияния на анодный ток.

Переходите к изучению материала, изложенного в п. 5.5.9.

5.5.9. Заторможенный (одноходовой) мультивибратор представляет собой релаксационный генератор с одним устойчивым состоянием (рис. 5.21).

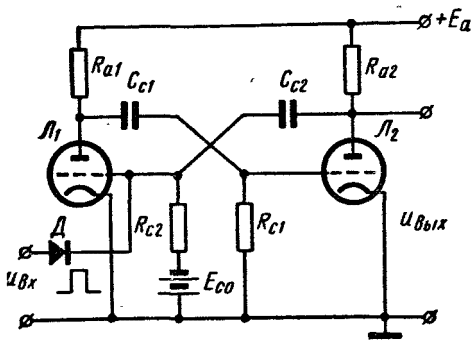


Рис. 5.21. Схема заторможенного мультивибратора

После подачи анодного питания в схеме наступает устойчивое состояние, в котором она может находиться сколь угодно длительное время. Это обеспечивается включением батареи смещения E_{c0}, напряжение которой больше $U_{зап}$, в сеточную цепь лампы $Л_1$. В этом состоянии лампа $Л_1$ закрыта, а лампа $Л_2$ открыта. С приходом на сетку лампы $Л_1$ запускающего положительного импульса $u_{вх}$ (или отрицательного импульса на сетку лампы $Л_2$), имеющего амплитуду, позволяющую открыть эту лампу, схема скачкообразно переходит из устойчивого состояния в неустойчивое, так как в этот момент действует положительная обратная связь. В результате лампа $Л_1$ будет открыта, а лампа $Л_2$ закрыта. После этого конденсатор C_{c1} начнет разряжаться через открытую лампу $Л_1$ (см. рис. 5.21).

Разрядный ток, проходя по резистору R_{c1}, создает на нем отрицательное падение напряжения, которое уменьша-

ется по экспоненте с постоянной времени $\tau_{разр} = R_{с1}C_{с1}$.

Как только сеточное напряжение превысит напряжение запирания $U_{зап}$ лампы $Л_2$, через эту лампу пойдет анодный ток и в мультивибраторе начнет действовать положительная обратная связь. В результате этого схема лавинообразно перейдет из неустойчивого состояния в устойчивое, в котором она будет находиться до прихода следующего импульса. Таким образом, одноходовой мультивибратор при воздействии одного внешнего запускающего импульса выдает только один выходной импульс.

Диод $Д$ включен в схему для того, чтобы в момент действия входного импульса конденсатор $C_{с2}$ не мог разряжаться, иначе уменьшится длительность выходного импульса.

Мультивибратор в ждущем режиме применяется в различных схемах импульсной и вычислительной техники, ядерной физике, например, для деления частоты, расширения импульсов и т. д.

В схемах мультивибратора, работающего как в режиме автоколебаний, так и в ждущем режиме, обычно используются двойные триоды и пентоды.

Вопрос. Влияют ли амплитуда и длительность входного (запускающего) импульса на параметры (амплитуду и длительность) выходного импульса в заторможенном мультивибраторе?

1. Влияют на амплитуду выходного импульса (п. 5.5.10).
2. Влияют на длительность выходного импульса (п. 5.5.11).
3. Не влияют на параметры выходного импульса (п. 5.5.12).

5.5.10. Давайте разберемся так ли это. В усилительном каскаде, где осуществляется пропорциональное усиление, амплитуда выходного импульса в K раз больше входного, а длительность выходного импульса равна длительности входного импульса. В нашем же случае запускающий импульс необходим лишь для того, чтобы привести схему в действие. Поэтому амплитуда запускающего импульса должна превышать лишь некоторое пороговое значение.

Амплитуда выходного импульса мультивибратора определяется типом лампы, величиной анодного напряжения и сопротивления резистора $R_а$. Таким образом, Ваш ответ неверен.

Вернитесь к п. 5.5.9 и выберите правильный ответ.

5.5.11. Ваш ответ неверен. Ведь длительность выходного импульса определяется временем разряда конденса-

тора C_{c1}. Кроме того, Вы забыли, что на входе схемы рис. 5.21 включен диод $Д$, который предназначен именно для того, чтобы длительность входного импульса не влияла на длительность выходного импульса. Если бы этого диода не было в схеме, то конденсатор C_{c2} за время действия входного импульса несколько разрядился бы, вследствие чего длительность выходного импульса уменьшилась бы.

Вам следует вновь вернуться к поставленному вопросу и попытаться выбрать правильный ответ.

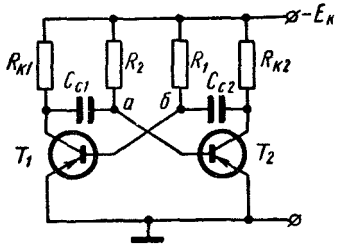


Рис. 5.22. Схема полупроводникового мультивибратора, работающего в режиме автоколебаний

5.5.12. Вы правильно ответили на поставленный вопрос. Входной импульс необходим лишь для того, чтобы привести схему в действие, он должен отвечать двум требованиям:

1) амплитуда запускающего импульса должна быть такой, чтобы привести мультивибратор в действие;

2) длительность запускающего импульса должна быть меньше времени пребывания схемы в неустойчивом состоянии.

Длительность и амплитуду выходного импульса мультивибратора определяют, как известно, параметры лампы, величины напряжения источника анодного питания $E_а$, емкости конденсаторов и сопротивления резисторов. Кроме того, для предотвращения влияния внутреннего сопротивления источника сигнала на время разряда конденсатора C_{c2} в схему включен диод $Д$.

Переходите к изучению материала, изложенного в п. 5.5.13.

5.5.13. Помимо электронных ламп, в мультивибраторах часто используются полупроводниковые триоды. Схема мультивибратора на полупроводниковых триодах, работающего в режиме автоколебаний, изображена на рис. 5.22.

Принцип работы этой схемы тот же, что и принцип работы схемы на электронных лампах. Отличие заключается в том, что резисторы R_1 и R_2 в цепях обратной связи подсоединяются к источнику питания коллекторных цепей — $E_к$, а не к «земле», так как в противном случае мультивибратор не возбудится.

Рассмотрим принцип действия полупроводникового мультивибратора. Пусть полупроводниковый триод T_1 заперт, а триод T_2 открыт. Тогда конденсатор C_{c1} будет заряжаться от источника $-E_к$ через открытый переход база — эмиттер полупроводникового триода T_2 и резистор $R_{к1}$, а конденсатор C_{c2} — разряжаться через резисторы $R_{к2}$ и R_1. Разрядный ток создает на резисторе R_1 падение напряжения, убывающее по абсолютной величине по мере уменьшения разрядного тока. Следовательно, положительный потенциал точки *б* (см. рис. 5.22) будет также уменьшаться. Как известно, полупроводниковый триод заперт до тех пор, пока $U_б \geqslant 0$. Когда потенциал точки б станет больше нуля, через триод T_1 пойдет ток. С этого момента времени наступает первый цикл работы мультивибратора — действие цепей положительной обратной связи, в результате чего триод T_1 откроется, а триод T_2 закроется. Следующий за этим цикл работы мультивибратора обеспечивает разряд конденсатора C_{c1} и заряд конденсатора C_{c2}. Далее все процессы повторяются.

При сравнении свойств полупроводниковых мультивибраторов с ламповыми следует отметить следующее:

1) полупроводниковые мультивибраторы имеют больший к.п.д.;

2) для полупроводниковых мультивибраторов требуются источники питания небольшого напряжения;

3) в полупроводниковых мультивибраторах время переброса схемы из одного состояния в другое больше, чем в ламповых, так как оно определяется характером движения носителей заряда (электронов и дырок); поэтому в полупроводниковых мультивибраторах следует применять триоды с большой предельной частотой и большим коэффициентом усиления по току;

4) в полупроводниковых мультивибраторах имеет место сильная зависимость параметров от температуры окружающей среды.

Вопрос. Влияет ли повышение температуры на длительность выходного импульса полупроводникового мультивибратора?

1. Не влияет (п. 5.5.14).

2. Влияет. Длительность выходного импульса уменьшается (п. 5.5.15).

3. Влияет. Длительность выходного импульса увеличивается (п. 5.5.16).

5.5.14. Вы ошибаетесь. Ведь повышение температуры

влечет за собой, как известно, увеличение коллекторного тока $I_{к0}$ закрытого триода. Другими словами, сопротивление перехода коллектор — база закрытого триода уменьшается. Это приводит к тому, что конденсатор, включенный между коллектором открытого в этот момент триода и источником $-E_к$, будет разряжаться быстрее за счет дополнительного разряда через пониженное сопротивление перехода коллектор — база закрытого триода, и, следовательно, длительность выходного импульса изменится.

Вам следует вернуться к поставленному вопросу и подумать, увеличится или уменьшится длительность выходного импульса, а затем выбрать соответствующий ответ.

5.5.15. Вы правы. Действительно, повышение температуры вызывает увеличение тока $I_{к0}$, что определяется снижением сопротивления перехода коллектор — база закрытого триода. Следовательно, конденсатор, подсоединенный к коллектору открытого в этот момент триода, будет разряжаться быстрее за счет дополнительного разряда через пониженное сопротивление перехода коллектор — база закрытого триода. А это приведет, как известно, к уменьшению длительности выходного импульса.

Переходите к изучению гл. 6.

5.5.16. Давайте разберемся, так ли это. Изменения температуры влияют, как известно, на емкость конденсаторов, сопротивления резисторов и параметры полупроводниковых триодов. Но воздействие температуры на перечисленные элементы схемы будет различным. Наибольшее влияние температурные изменения оказывают на параметры полупроводниковых триодов. Так, с ростом температуры увеличивается коллекторный ток закрытого в этот момент триода, т. е. уменьшается сопротивление запертого перехода коллектор — база. Это приводит к увеличению скорости разряда конденсатора $C_с$, а следовательно, длительность выходного импульса уменьшается. Таким образом, Вы выбрали неправильный ответ.

Прочтите пояснения к правильному ответу в п. 5.5.15.

ГЛАВА 6

ЭЛЕКТРОННЫЕ РЕЛЕЙНЫЕ И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

§ 6.1. Общие сведения

6.1.1. В предыдущих главах было рассмотрено применение электронных, ионных и полупроводниковых приборов в схемах усилителей, выпрямителей и генераторов. Помимо этих устройств, в промышленной электронике широко используются различные типы релейных устройств и электронных измерительных приборов.

Электронное реле, наряду с другими типами реле, является одним из главных элементов систем автоматического управления и регулирования. Электронными реле называются электронные устройства, имеющие разрывную амплитудную характеристику, у которых выходная величина может принимать лишь два различных дискретных значения в зависимости от входной величины. Входными величинами могут быть напряжение в реле напряжения, время в реле времени, число импульсов в счетчиках импульсов, световой поток в фотореле и ряд других величин, которые можно преобразовать в напряжение, ток или число импульсов.

Рис. 6.1. Блок-схема электронного реле напряжения

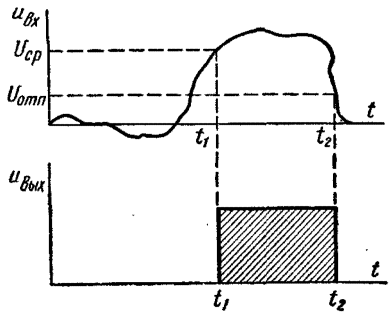


Рис. 6.2. Временные диаграммы работы электронного реле напряжения

Блок-схема электронного реле напряжения и временные диаграммы его работы приведены соответственно на рис. 6.1 и 6.2.

При работе реле его выходное напряжение остается равным нулю до тех пор, пока входное напряжение меньше

напряжения срабатывания релейной схемы, т. е. $u_{вх} < U_{ср}$.

Как только входное напряжение достигнет напряжения срабатывания, релейная схема переходит во второе устойчивое состояние и на выходе появляется постоянное выходное напряжение, которое сохраняется до тех пор, пока входное напряжение больше напряжения отпускания, т. е. $u_{вх} > U_{отп}$. Электронные реле часто называют также спусковыми устройствами.

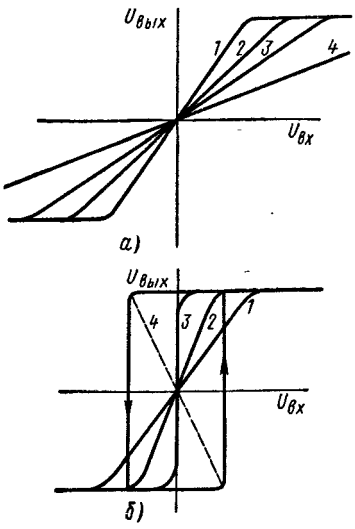


Рис. 6.3. Амплитудные характеристики усилителя с отрицательной (*а*) и положительной (*б*) обратной связью:
1 — для $\beta K = 0$; *2* — для $\beta K < 1$; *3* — для $\beta K = 1$; *4* — для $\beta K > 1$

Вопрос. С каким видом обратной связи усилитель напряжения может иметь релейную характеристику?

1. С отрицательной обратной связью (п. 6.1.2).

2. С положительной обратной связью (п. 6.1.3).

3. Без обратной связи (п. 6.1.4).

6.1.2. Усилитель напряжения, охваченный отрицательной обратной связью, имеет параметры, отличающиеся от параметров исходного усилителя. Так, при отрицательной обратной связи по напряжению уменьшается его коэффициент усиления по напряжению. Поэтому амплитудная характеристика усилителя становится более пологой. Чем больше коэффициент отрицательной обратной связи, тем меньше наклон амплитудной характеристики (рис. 6.3, *а*).

Таким образом, при любой величине отрицательной обратной связи амплитудная характеристика остается монотонно возрастающей, что исключает возможность получения характеристики с разрывом, т. е. релейной характеристики (см. рис. 6.3, *а*).

Отрицательная обратная связь по току приводит к аналогичным изменениям амплитудной характеристики.

Ваш ответ неправильный. Вам следует более внимательно прочесть п. 6.1.1, повторить п. 3.5.6, в котором рассмат-

ривается воздействие обратной связи на параметры усилителя, и постараться правильно ответить на поставленный вопрос.

6.1.3. Введение в усилителе напряжения положительной обратной связи как по току, так и по напряжению увеличивает его коэффициент усиления. При коэффициенте обратной связи $\beta K = 1$ коэффициент усилителя $K_{o.c}$ становится равным бесконечности, на его амплитудной характеристике появляется вертикальный участок (см. рис. 6.3, *б*). При дальнейшем увеличении коэффициента положительной обратной связи характеристика становится неоднозначной, и при переходе с одной ветви на другую появляется скачок выходного напряжения.

Таким образом, Вы выбрали правильный ответ. Переходите к материалу, изложенному в п. 6.2.1.

6.1.4. Усилитель напряжения без обратной связи имеет монотонную амплитудную характеристику (см. рис. 6.3, *а*); чем больше коэффициент усиления, тем круче идет характеристика. Однако сколько бы ни увеличивался коэффициент усиления, например, за счет увеличения числа каскадов усилителя, характеристика будет оставаться монотонной, не будет иметь участков с разрывом.

Таким образом, Ваш ответ не совсем верен. При очень больших коэффициентах усиления характеристика усилителя приближается к релейной, но теоретически такой усилитель перейдет в релейный режим лишь при бесконечно большом коэффициенте усиления, что потребует бесконечного числа каскадов усиления.

Вам следует внимательно подумать и постараться правильно ответить на поставленный вопрос.

§ 6.2. Триггеры

6.2.1. Триггером называется спусковое устройство, обладающее двумя устойчивыми состояниями. Переход из одного состояния в другое происходит скачкообразно под действием внешнего запускающего импульса. В триггерах обычно применяются электронные усилительные лампы и полупроводниковые триоды, а в последнее время также тиратроны с холодным катодом.

Широкое применение триггеры нашли в автоматических устройствах, в вычислительной технике, в измерительных устройствах ядерной физики и т. д.

Схема триггера и временны́е диаграммы его работы изображены на рис. 6.4.

В этой схеме звеном, соединяющим анод лампы $Л_1$ с сеткой лампы $Л_2$, является делитель R_1R_{c2}, а звеном, соединяющим анод лампы $Л_2$ с сеткой лампы $Л_1$, — делитель R_2R_{c1}. Диоды $Д_1$ и $Д_2$ служат для подачи положительных импульсов на сетки усилительных ламп. Они включены таким образом, что сетки ламп разделены между собой большим обратным сопротивлением диодов.

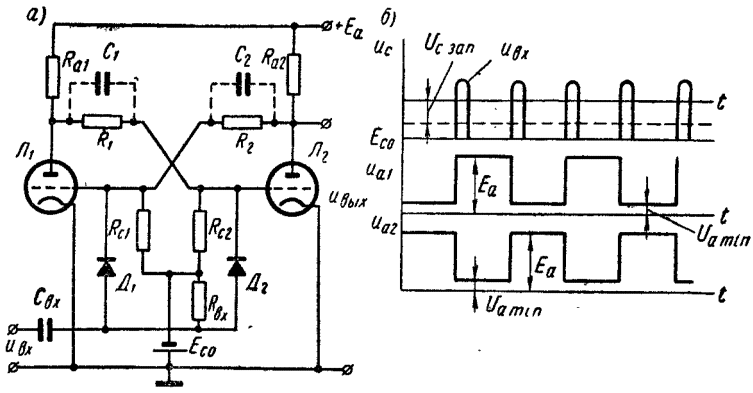


Рис. 6.4. Принципиальная схема лампового триггера (*а*) и временны́е диаграммы его работы (*б*)

Схема триггера выполняется симметричной; в качестве усилительных ламп часто используются двойные триоды, резисторы в схеме попарно одинаковы. Однако несмотря на такую симметрию схемы, ее равновесное состояние невозможно. Действительно, при подключении схемы к источнику питания ток одной из ламп триггера, например $Л_1$, может оказаться несколько больше тока лампы $Л_2$. Это приведет к тому, что потенциал анода лампы $Л_1$ станет несколько ниже потенциала анода лампы $Л_2$, а следовательно, потенциал сетки лампы $Л_2$ будет ниже потенциала сетки лампы $Л_1$. Такое различие в потенциалах сеток приведет к еще большей асимметрии в величинах токов и потенциалов сеток и анодов. Из-за действия положительной обратной связи этот процесс будет нарастать лавинообразно, пока одна из ламп (в нашем примере $Л_2$) полностью не закроется и ее анодный ток не станет равным нулю. Такое состояние триггера является устойчивым. Оно обеспечивается включением

сеточной батареи смещения E_{c0}, э.д.с. которой выбирают, исходя из соотношения

$$|E_{c0}| > \frac{U_{а.откр} R_c}{R_{1,2}} + U_{с.зап} \cdot \frac{R_c}{R_{1,2} + R_c}, \qquad (6.1)$$

где $U_{а.\,откр}$ — анодное напряжение открытой лампы;

$U_{с.\,зап}$ — сеточное напряжение запирания лампы.

При наличии такого отрицательного напряжения смещения триггер будет находиться в устойчивом состоянии до прихода внешних положительных импульсов.

Вопрос. На базе какого двухкаскадного усилителя выполнена схема триггера?

1. Усилителя с резисторно-емкостной связью (п. 6.2.2).
2. Избирательного усилителя *RC*-типа (п. 6.2.3).
3. Усилителя постоянного тока с гальванической связью (п. 6.2.4).

6.2.2. Усилитель с резисторно-емкостной связью имеет в цепи связи между каскадами конденсатор связи C_c и резистор в цепи сетки лампы R_c. На схеме триггера рис. 6.4, *а* конденсатор связи C_c отсутствует и вместо него применен резистор R_1. Разделительный конденсатор отсутствует также в цепи обратной связи между анодом лампы $Л_2$ и сеткой $Л_1$. Конденсаторы C_1, C_2 в схеме триггера не являются разделительными, так как они шунтированы резисторами R_1, R_2 и служат лишь для повышения скорости перехода триггера из одного устойчивого состояния в другое.

Таким образом, Вы выбрали неправильный ответ. На базе усилителя с резисторно-емкостной связью принципиально не может быть создана схема, имеющая два устойчивых состояния.

Вернитесь к п. 6.2.1 и постарайтесь правильно ответить на поставленный вопрос.

6.2.3. Как Вы, вероятно, помните, в низкочастотном избирательном усилителе, который построен на базе усилителя с резисторно-емкостной связью и имеет цепь отрицательной обратной связи с двойным Т-образным мостом, должны обязательно присутствовать двойной Т-образный мост и конденсаторы связи C_c (см. рис. 3.56). На схеме рис. 6.4, *а* мост и конденсаторы связи C_c отсутствуют. К тому же, как Вы знаете, схема триггера построена с применением положительной обратной связи. Поэтому избирательный усилитель служить базой для схемы триггера не может.

Вам следует еще раз прочесть п. 6.2.1 и постараться правильно ответить на поставленный вопрос.

6.2.4. Вы правы. Базой для построения схемы триггера явился двухкаскадный усилитель постоянного тока (усилитель с гальванической связью) с двумя источниками питания.

Резисторы R_1 и R_{c2} образуют делитель в цепи связи между каскадами. Резисторы R_2 и R_{c1} создают цепь положительной обратной связи (тоже без разделительного конденсатора).

Схема триггера может быть построена и на базе более сложного усилителя, например двух- и n-каскадного усилителя постоянного тока. Однако двухкаскадная схема наиболее проста, поэтому триггер обычно строится на ее основе.

В любой схеме триггера, кроме усилителя постоянного тока, обязательно присутствует гальваническая положительная обратная связь ($\beta K = 5—15$), которая обеспечивает два устойчивых состояния триггера.

Переходите к п. 6.2.5.

6.2.5. При подаче на сетку запертой лампы триггера в рассматриваемом примере $Л_2$ положительного входного импульса $u_{вх}$ (см. рис. 6.4) необходимой амплитуды лампа $Л_2$ начинает открываться, при этом ее анодное напряжение уменьшается. Это изменение передается через цепь обратной связи (делитель R_2R_{c1}) на сетку открытой лампы $Л_1$, что вызывает снижение ее анодного тока. Уменьшение анодного тока лампы $Л_1$ приводит к увеличению анодного напряжения этой лампы, а следовательно, благодаря цепи связи (делитель R_1R_{c2}) — к увеличению потенциала сетки лампы $Л_2$. Такое изменение потенциала сетки лампы $Л_2$ обеспечивает рост анодного тока лампы $Л_2$, а следовательно, дальнейшее снижение анодного напряжения этой лампы. Процесс изменения величин анодных токов и напряжений триггера продолжается до тех пор, пока лампа $Л_1$ полностью не закроется. Новое состояние триггера также является устойчивым и сохраняется до прихода следующего входного запускающего импульса. Это состояние обеспечивается так же, как и предыдущее устойчивое состояние, сеточной батареей E_{c0}, создающей отрицательное напряжение смещения.

При появлении на входе триггера очередного положительного импульса схема переходит в первое устойчивое состояние (лампа $Л_1$ открыта, а лампа $Л_2$ закрыта) и т. д.

Переход триггера из одного устойчивого состояния в другое происходит очень быстро, в течение 10^{-8}—10^{-5} *сек*.

Появляющиеся на аноде лампы $Л_2$ перепады напряжений при переходе триггера из одного устойчивого состояния в другое являются выходным напряжением этой схемы, которое может быть использовано для управления каким-либо устройством.

Переход триггера из одного устойчивого состояния в другое можно осуществлять также отрицательными запускающими импульсами. Для приведения в действие триггера отрицательный импульс должен подаваться на сетку открытой лампы, а аноды диодов $Д_1$ и $Д_2$ — подсоединяться к сеткам ламп.

Часто в схему триггера параллельно резисторам R_1 и R_2 подключают конденсаторы для того, чтобы повысить скорость перехода триггера из одного устойчивого состояния в другое. Форсирующее действие конденсаторов объясняется тем, что в первый момент после прихода входного импульса конденсаторы C_1 и C_2 как бы накоротко замыкают резисторы R_1 и R_2, благодаря чему изменения анодных напряжений передаются в сеточные цепи ламп почти без ослабления. В практических схемах триггеров вместо сеточной батареи смещения E_{c0} часто применяют цепочку автоматического смещения, в которой напряжение смещения обеспечивается падением напряжения на катодном резисторе, как в усилителе напряжения с анодной нагрузкой.

В триггерах чаще всего используются двойные триоды типов 6Н2П, 6Н5П, 6Н15П, 6Н8С, 6Н9С, а также пентоды типов 6Ж3П, 6Ж5П и др.

Помимо ламп, в триггерах могут применяться полупроводниковые триоды. Схемы и принцип работы полупроводниковых триггеров аналогичны ламповым триггерам. Схема триггера на полупроводниковых триодах представлена на рис. 6.5.

Пусть в исходном положении триод T_1 заперт, а триод T_2 открыт. С приходом входного положительного импульса на базу триода T_2 триггер переходит из одного устойчивого состояния в другое, при котором триод T_1 будет открыт, а триод T_2 заперт.

Если сравнить полупроводниковые триггеры с ламповыми, то можно выявить ряд их достоинств и недостатков.

Достоинства триггеров на полупроводниковых триодах: существенно меньшая потребляемая мощность, меньшие габариты, вес и стоимость, существенно большая надеж-

ность работы, более высокий к.п.д. Недостатки этих триггеров: меньшая амплитуда выходного напряжения, зависимость работы схемы от изменения температуры окружающей среды.

Вопрос. Чем определяется предельное быстродействие полупроводникового триггера?

1. Параметрами полупроводникового триода (п. 6.2.6).

2. Сопротивлениями резисторов R_1 и R_2 в цепи связи между каскадами (п. 6.2.7).

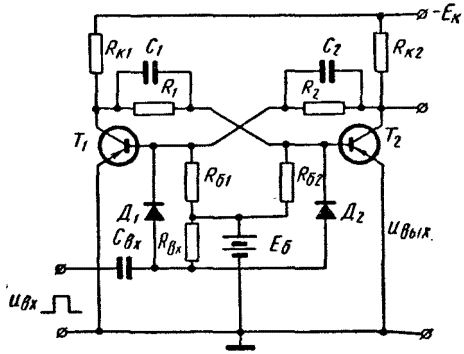


Рис. 6.5. Схема полупроводникового триггера

3. Напряжением источника питания цепи коллектора (п. 6.2.8).

6.2.6. Параметры полупроводникового триода оказывают наиболее существенное влияние на быстродействие триггера. Так, при резком изменении тока (или потенциала) базы ток в коллекторной цепи изменяется с некоторой задержкой $\Delta t_к$, которая определяется временем прохождения носителей заряда через базу триода и, следовательно, предельной частотой усиления f_α. Изменяя параметры схем, поддерживая определенное соотношение между током базы и током коллектора, можно несколько уменьшить величину задержки $\Delta t_к$. Однако уменьшение $\Delta t_к$ ограничено, аналогично тому как ограничена частотная характеристика усилителя с резисторно-емкостной связью (см. рис. 2.8).

Ваш ответ правильный. Переходите к п. 6.3.1.

6.2.7. Сопротивления резисторов R_1 и R_2 влияют на величину установившегося тока базы триодов T_1 и T_2. При больших сопротивлениях резисторов R_1 и R_2 величина этого

тока может быть недостаточной для полного открывания триодов и работа триггера нарушится. При значительном уменьшении сопротивлений резисторов R_1 и R_2 установившийся ток базы увеличится, что часто нежелательно.

Таким образом, изменения сопротивлений резисторов R_1 и R_2 должны находиться в определенных пределах; значительное увеличение или уменьшение указанных сопротивлений одинаково нежелательно, так как при этом нарушается электрический режим полупроводниковых триодов. На быстродействие триггера гораздо больше влияют емкости форсирующих конденсаторов C_1 и C_2. Однако конденсаторы C_1 и C_2 повышают лишь быстродействие цепей связи, поэтому существенно увеличить быстродействие триггера они не могут.

Ваш ответ не совсем верен. Элементы схемы не определяют ее предельного быстродействия, поэтому Вам следует еще раз подумать и постараться правильно ответить на вопрос.

6.2.8. Напряжение источника питания цепи коллектора непосредственно не влияет на быстродействие триггера. Однако при слишком низких напряжениях в цепи коллектора (порядка 1—2 *в*) приходится ограничиваться небольшими токами триодов, что ведет к замедлению работы триггера, так как затягивает время перезаряда паразитных емкостей.

Увеличение напряжения цепи коллектора до 5—20 *в* позволяет увеличить коллекторные токи триодов, обеспечивающие минимальное время перезаряда паразитных емкостей в схеме. Дальнейшее повышение напряжения коллекторной цепи не оказывает влияния на быстродействие триггера, однако уменьшает его надежность из-за возможности пробоя триодов.

Ваш ответ не совсем правильный. Изменяя напряжение коллекторной цепи, нельзя существенно повысить быстродействие триггера. Вам следует еще раз продумать и выбрать другой ответ.

§ 6.3. Пересчетные схемы

6.3.1. Как упоминалось выше, триггеры нашли применение в различных электронных устройствах. Особенно широко они применяются в электронных вычислительных машинах и в измерительных устройствах ядерной физики для счета импульсов (например, определение количества

импульсов, позволяющего измерить интенсивность радиоактивного излучения).

Схемы, предназначенные для счета импульсов, получили название пересчетных схем. Пересчетные схемы обладают большим быстродействием, что позволяет считать импульсы, имеющие очень большую частоту повторения. На выходе пересчетной схемы обычно включается электромеханический счетчик. На рис. 6.6 изображена часть пересчетной схемы, состоящая из двух триггеров.

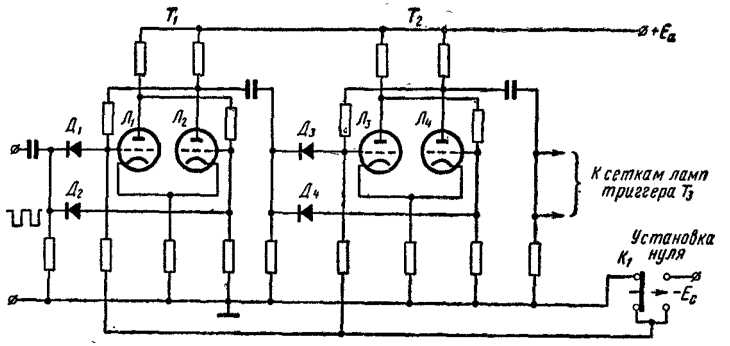


Рис. 6.6. Пересчетная схема

Введем обозначение устойчивых состояний триггера. Если правая (по схеме) лампа триггера (соответственно $Л_2$, $Л_4$ и т. д.) открыта и, следовательно, ее анодное напряжение невелико, то такое устойчивое состояние обозначим через 0. Если правая лампа закрыта и ее анодное напряжение больше, то считаем, что триггер находится в положении 1.

Рассмотрим работу пересчетной схемы. Пусть на вход первого триггера T_1 (см. рис. 6.6) поступает серия отрицательных импульсов. Полагаем, что до начала поступления импульсов все триггеры находятся в положении 0, т. е. все их правые лампы открыты, а левые закрыты (рис. 6.7, *а*). Появившийся отрицательный импульс поступает одновременно на сетки обеих ламп первого триггера и вызывает запирание открытой правой лампы $Л_2$ (на закрытую лампу $Л_1$ отрицательный импульс не действует), т. е. происходит скачкообразный переход триггера в устойчивое положение 1, при котором правая лампа $Л_2$ закроется, левая лампа $Л_1$ откроется (рис. 6.7, *б*). При этом переходе на

выходе триггера T_1 появляется положительный перепад напряжения, который поступает на вход триггера T_2. Следующий импульс переводит триггер T_1 в состояние 0, и на входе триггера T_2 появляется отрицательный перепад напряжения. В результате этого триггер T_2 переходит из положения 0 в положение 1 (рис. 6.7, *в*).

Таким образом, триггер T_1 срабатывает от каждого импульса, поступающего на вход пересчетной схемы, а триг-

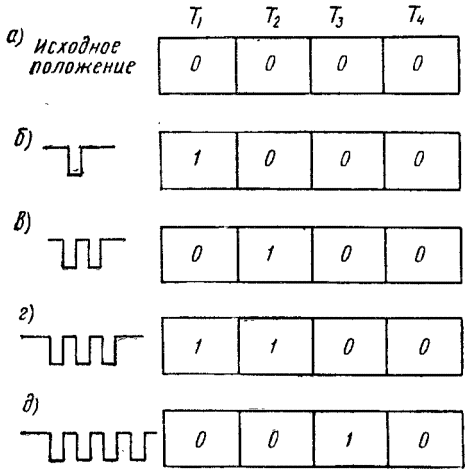


Рис. 6.7. Динамика работы пересчетного устройства

гер T_2 (и все последующие триггеры) — только от отрицательных перепадов напряжений, поступающих на их входы.

Третий и все последующие триггеры продолжают оставаться в положении 0. Третий импульс перебрасывает триггер T_1 в положение 1 (рис. 6.7, *г*). При этом второй триггер T_2 остается в положении 1, так как на его вход поступает положительный перепад напряжения. С появлением четвертого импульса (рис. 6.7, *д*) триггер T_1 переходит в положение 0, что вызывает переброс триггера T_2 также в положение 0. На выходе триггера T_2 появляется отрицательный перепад напряжения, благодаря чему третий триггер T_3 переходит в положение 1 и т. д.

Если пересчетная схема состоит из m триггеров, то на выходе последнего триггера выходной импульс, очевидно,

появится в том случае, когда на вход пересчетной схемы поступит $n = 2^m$ импульсов. В рассмотренном пересчетном устройстве, состоящем из четырех триггеров, выходной триггер будет срабатывать после прихода на вход пересчетной схемы 16 импульсов.

Таким образом, при использовании пересчетной схемы оказывается возможным определение количества импульсов, следующих через короткие интервалы времени, например, с помощью инерционных электромеханических счетчиков или декатронов — многоэлектродных ионных приборов тлеющего разряда для цифрового счета в десятичной системе счисления, включаемых на выходе пересчетной схемы.

Необходимо отметить, что перед началом работы пересчетной схемы все триггеры должны находиться в положении 0. Для этого с помощью кнопки K_1 «Устаиовка нуля» (см. рис. 6.6) на сетки левых ламп триггеров подается отрицательный потенциал от источника напряжения $-E_c$. В результате этого левые лампы всех триггеров закрываются, а правые открываются.

Вопрос. На трехразрядный счетчик, установленный в нулевое положение, подается серия из 30 импульсов с частотой 2,4 *кгц*. Сколько импульсов и с какой частотой появится на выходе счетчика?

1. 10 импульсов с частотой 0,8 *кгц* (п. 6.3.2).
2. 5 импульсов с частотой 0,4 *кгц* (п. 6.3.3).
3. 3 импульса с частотой 0,3 *кгц* (п. 6.3.4).

6.3.2. После первого разряда счетчика появится импульс только после прихода на его вход пары импульсов. Поэтому частота и число импульсов на выходе первого разряда (на входе второго разряда) снижается в 2 раза. Аналогично работают все остальные разряды счетчика. Поэтому Ваше предположение о том, что трехразрядный счетчик уменьшает частоту и число импульсов в 3 раза, неверио.

Вам следует более внимательно прочитать п. 6.3.1 и выбрать правильный ответ.

6.3.3. Вы решили, что трехразрядный счетчик уменьшает частоту и число импульсов в 6 раз (в 2 раза на каскаде $\times$ 3 разряда = 6). Это неверно, так как первый каскад, действительно, уменьшает частоту и число импульсов в 2 раза; это уменьшенное число импульсов поступает на второй каскад, который в свою очередь уменьшает число и частоту импульсов вдвое и т. д. Поэтому для определения пересчетного числа умножать число разрядов на два нельзя.

Вернитесь к п. 6.3.1 и выберите правильный ответ.

6.3.4. Вы совершенно правы. Трехразрядный счетчик снижает частоту повторения импульсов в 8 раз. Поэтому на выходе частота составит 0,3 *кгц*.

В 8 раз уменьшается и число импульсов на выходе счетчика. Вас, видимо, затрудняло то, что число 30 не делится на 8. Однако Вы правильно решили, что на выходе счетчика появятся импульсы после 8-го, 16-го и 24-го импульсов, т. е. 3 импульса. Остальные 6 импульсов счетчик запомнит, и при приходе еще двух импульсов (всего 32) появится четвертый выходной импульс.

Обратите внимание, что частота входных импульсов равна 2,4 *кгц*, что не позволяет применить для их счета механический счетчик, так как он обладает меньшим быстродействием. В то же время механический счетчик может быть включен на выходе трехразрядного электронного счетчика для счета импульсов с частотой 0,3 *кгц*.

Переходите к п. 6.4.1.

§ 6.4. Реле напряжения

6.4.1. Реле напряжения применяются, как правило, для защиты и сигнализации при всякого рода перенапряжениях. На рис. 6.8 приведена схема полупроводникового

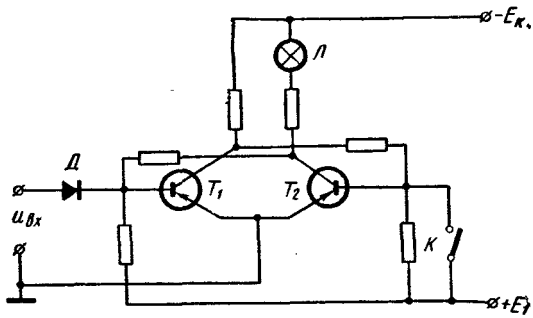


Рис. 6.8. Схема полупроводникового реле напряжения

реле напряжения, которое используется для сигнализации о появлении положительного напряжения во входной цепи.

Схема представляет собой симметричный триггер на двух полупроводниковых триодах. При кратковременном замы-

кании ключа K на базу триода T_2 подается положительный потенциал, ток триода T_2 прекращается, и реле приходит в исходное состояние: первый триод обесточен, левый триод открыт, сигнальная лампа $Л$ не горит.

При отрицательном входном напряжении к полупроводниковому диоду $Д$ приложено напряжение в обратном направлении, сопротивление его велико и ток по нему не проходит. Но как только входное напряжение станет положи-

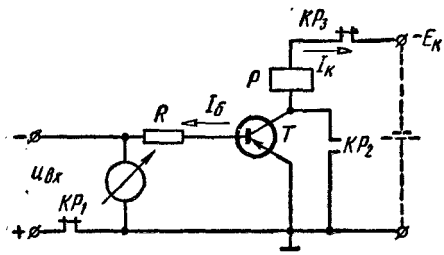


Рис. 6.9. Схема полупроводникового реле напряжения, используемого для защиты измерительного прибора от перенапряжений

тельным, сопротивление диода уменьшится до небольшой величины и входное положительное напряжение поступит на базу левого триода T_1. Ток левого триода прекратится, ток правого триода скачком увеличится до некоторого максимального значения, лампа $Л$ загорится, сигнализируя о том, что триггер перешел во второе устойчивое состояние. Во втором устойчивом состоянии триггер может находиться неограниченное время, пока кратковременным замыканием ключа K он не будет возвращен в исходное положение.

На рис. 6.9 приведена схема полупроводникового реле напряжения, используемого для защиты измерительного прибора от перенапряжений, которые могут вывести его из строя.

В этой схеме постоянное напряжение, подаваемое на измерительный прибор, вызывает появление тока базы полупроводникового триода T:

$$I_б = \frac{u_{вх}}{R + R_{вх}} \approx \frac{u_{вх}}{R}, \qquad (6.2)$$

где $R_{вх}$ — входное сопротивление триода T, которое обычно значительно меньше величины R.

При этом в цепи коллектора триода по обмотке реле проходит ток

$$I_к \approx \beta I_б. \qquad (6.3)$$

Статический коэффициент усиления триода β и сопротивление резистора R выбирают таким образом, чтобы при входном напряжении, равном напряжению срабатывания ($u_{вх} = U_{ср}$), ток коллектора был равен току срабатывания реле ($I_к = I_{ср}$).

При срабатывании реле размыкается контакт $КР_1$ и снимается напряжение с измерительного прибора, что обеспечивает его защиту, замыкается контакт $КР_2$ и реле $Р$ самоблокируется, т. е. ток через него проходит, минуя полупроводниковый триод. Теперь для приведения схемы реле в исходное состояние необходимо на короткое время разомкнуть вручную контакт $КР_3$.

Вопрос. Изменением какого элемента схемы полупроводникового реле напряжения (см. рис. 6.9) целесообразно регулировать напряжение срабатывания $U_{ср}$?

1. Изменением сопротивления резистора R (п. 6.4.2).
2. Изменением коэффициента усиления по току β (п. 6.4.3).
3. Изменением питающего напряжения батареи $E_к$ (п. 6.4.4).
4. Изменением тока срабатывания реле $I_{ср}$ (п. 6.4.5).

6.4.2. Для срабатывания реле необходимо, чтобы ток базы триода $I_б$ достиг величины, при которой ток в цепи коллектора триода достаточен для срабатывания реле, т. е. чтобы $I_к = I_{ср}$. Ток базы определяется входным напряжением и сопротивлением резистора R, поэтому при изменении сопротивления этого резистора существенно изменяется величина $U_{ср}$. Такое регулирование напряжения срабатывания реле наиболее удобно, так как дает возможность регулировать в широких пределах напряжение срабатывания без существенного усложнения схемы.

Переходите к п. 6.4.6.

6.4.3. Изменение коэффициента усиления по току β полупроводникового триода изменит, конечно, напряжение срабатывания $U_{ср}$. Однако для изменения коэффициента усиления могут быть предложены лишь два способа: замена триода и резкое изменение его температуры. Замена триода — процесс достаточно трудоемкий, требующий набора триодов с различными коэффициентами усиления по току, что весьма неудобно. Регулировка температуры трио-

да технически разумными способами практически невозможна. Однако надо иметь в виду, что при работе такого реле температура триода зависит от окружающих условий и может измениться, что вызовет изменение напряжения срабатывания.

Таким образом, Вы выбрали не очень удачный способ регулирования напряжения срабатывания. Прочитайте еще раз п. 6.4.1 и выберите другой способ регулирования.

6.4.4. Изменение питающего напряжения батареи $E_к$ изменяет напряжение между коллектором и эмиттером триода. У большинства современных полупроводниковых трио-

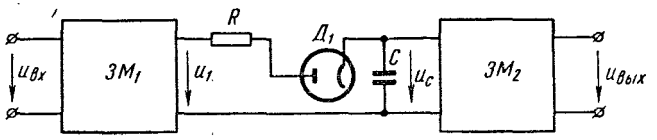


Рис. 6.10. Блок-схема счетчика импульсов

дов (особенно кремниевых) ток уменьшается лишь при очень маленьких напряжениях батареи $E_к$ (порядка 1—2 *в*) и резко увеличивается при напряжениях, близких к напряжению пробоя. Работа в таких режимах нецелесообразна, а изменение напряжения источника питания в нормальных пределах практически не сказывается на коэффициенте усиления β.

Поэтому выбранный Вами способ регулирования крайне неудобен. Вернитесь к п. 6.4.1 и выберите другой способ регулирования.

6.4.5. Конечно, при изменении тока срабатывания $I_{ср}$ реле изменяется напряжение срабатывания $U_{ср}$. Изменение тока срабатывания реле можно производить двумя способами: заменой реле и регулированием рабочего зазора реле. Смена реле явно неудобна, регулирование рабочего зазора иногда применяется, но это приводит к изменению и других параметров реле, т. е. не позволяет получить стабильных результатов.

Вернитесь к п. 6.4.1 и выберите более удачный способ регулирования.

6.4.6. На несколько ином принципе построены реле — счетчики импульсов.

Упрощенная блок-схема счетчика импульсов показана на рис. 6.10, а временные диаграммы его работы — на рис. 6.11.

Подавая на вход заторможенного мультивибратора $ЗМ_1$ исследуемую серию импульсов $u_{вх}$ (рис. 4.11, *а*), получим на его выходе серию импульсов u_1 (рис. 4.11, *б*) строго постоянной длительности и амплитуды. Каждый из этих импульсов производит подзаряд конденсатора C через резистор и диод $Д_1$ (см. рис. 4.10). При этом диод $Д_1$ препятствует разряду конденсатора в промежутке между импульсами.

Как только напряжение на конденсаторе C достигнет напряжения срабатывания второго заторможенного мультивибратора $ЗМ_2$ (на рис. 4.11, *в* во время пятого импульса), на его выходе появится импульс напряжения $u_{вых}$ (рис. 4.11, *г*), свидетельствующий о подаче на вход счетчика *5* импульсов. Обычно выходной импульс $u_{вых}$ производит также возвращение схемы в исходное состояние. Для этого через систему диодов, не показанную на блок-схеме счетчика, выходной импульс производит разряд конденсатора C.

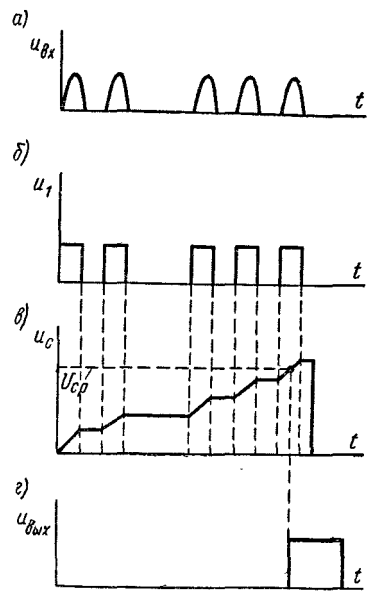


Рис. 6.11. Временны́е диаграммы работы счетчика импульсов

Такие счетчики импульсов могут производить счет от двух до 10—15 импульсов, следующих с частотой от нескольких герц до нескольких мегагерц. При необходимости вести счет большего числа импульсов счетчики включаются последовательно.

Вопрос. В счетчике импульсов (см. рис. 6.10), предназначенном для пересчета 10 импульсов, в два раза увеличили длительность импульсов на выходе заторможенного мультивибратора $ЗМ_1$ (напряжение u_1). Какое число импульсов можно пересчитать таким счетчиком?

1. 20 импульсов (п. 6.4.7).
2. 5 импульсов (п. 6.4.8).
3. 10 импульсов (п. 6.4.9).

6.4.7. Каждый импульс с выхода заторможенного мультивибратора $ЗМ_1$ вызывает импульс тока заряда накопи-

тельного конденсатора C. Так как импульсное напряжение u_1 значительно больше напряжения на конденсаторе u_C и сопротивление диода $Д_1$ в прямом направлении мало́, ток импульса $i \approx \frac{u_1}{R}$ и проходит в течение времени Δt, где Δt — длительность импульса. Тогда каждый импульс увеличивает напряжение на конденсаторе на величину $\Delta u_C = \frac{u_1}{R} \Delta t \frac{1}{C}$. При увеличении длительности импульса Δt вдвое в два раза увеличится и величина Δu_C. Поэтому срабатывание произойдет не на 20-м импульсе.

Ваш ответ неверен. Вернитесь к п. 6.4.6 и выберите правильный ответ.

6.4.8. Вы решили, что при увеличении длительности импульса вдвое во столько же раз возрастет и приращение напряжения на конденсаторе C. Это правильно, поэтому напряжение на конденсаторе C достигнет величины напряжения срабатывания уже не на 10-м, а на 5-м импульсе. Существенная зависимость емкости счетчика от длительности импульса на выходе заторможенного мультивибратора $ЗМ_1$ заставляет выполнять подобные мультивибраторы со специальными элементами, стабилизирующими длительность их импульсов. Одновременно это накладывает ограничение на максимальную емкость одного разряда счетчика. Так, при емкости 20 импульсов увеличение длительности импульса на 5% уменьшит емкость счетчика до 19 импульсов. А при емкости 5 импульсов погрешность в 1 импульс возникает лишь с увеличением длительности на 20%.

Поскольку Вы выбрали правильный ответ, можете переходить к изучению § 6.5.

6.4.9. Вы полагаете, что при изменении длительности импульсов на выходе заторможенного мультивибратора $ЗМ_1$ останутся неизменными напряжение срабатывания $U_{ср}$ заторможенного мультивибратора $ЗМ_2$ и приращение напряжения на конденсаторе Δu_C. Поэтому число пересчитываемых импульсов не изменится. Действительно, напряжение срабатывания $U_{ср}$ останется неизменным, однако время, в течение которого будет происходить подзаряд конденсатора, увеличится вдвое, и величина Δu_C не останется той же самой. Вы выбрали неправильный ответ.

Вам следует еще раз проработать материал п. 6.4.6 и выбрать правильный ответ.

§ 6.5. Реле времени

6.5.1. В реле времени временно́й интервал преобразуется в напряжение, которое вызывает срабатывание релейной схемы. Обычно для такого преобразователя применяется заряд конденсатора через большой зарядный резистор. Блок-схема реле времени показана на рис. 6.12, а временны́е диаграммы его работы — на рис. 6.13.

При размыкании ключа K в момент времени $t = 0$ начинается заряд конденсатора от источника э.д.с. $E_а$, напряжение на конденсаторе C возрастет от значения $u_C = E_1$ по экспоненте с постоянной времени $\tau = RC$. Через некоторое время, равное времени задержки, т. е. в момент

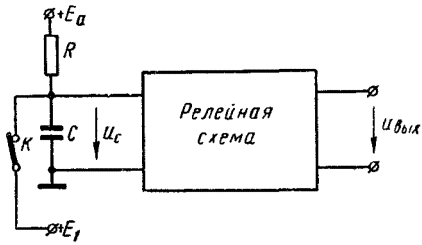


Рис. 6.12. Блок-схема реле времени

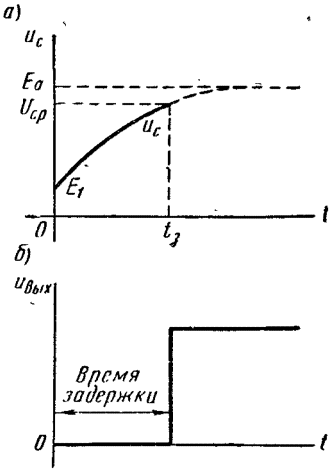


Рис 6.13. Временны́е диаграммы работы реле времени

$t_в$ (см. рис. 6.13) напряжение u_C на входе релейной схемы достигает напряжения срабатывания $U_{ср}$, в результате чего релейная схема срабатывает. Таким образом, срабатывание релейной схемы задержано на время $t_з$ относительно момента размыкания ключа K. Выдержка времени легко может быть рассчитана по уравнению для напряжения на конденсаторе:

$$u_C = E_1 + (E_а - E_1)\left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right) \qquad (6.4)$$

При $t = t_з$ напряжение на конденсаторе $u_C = U_{ср}$.

Подставляя эти значения в уравнение (6.4), получим

$$U_{ср} = E_1 + (E_a - E_1)\left(1 - e^{-\frac{t_з}{RC}}\right). \qquad (6.5)$$

Решая полученное уравнение относительно $t_з$, найдем выражение для выдержки времени:

$$t_з = RC \ln \left| \frac{E_a - E_1}{E_a - U_{ср}} \right|. \qquad (6.6)$$

Таким образом, выдержка времени пропорциональна постоянной времени цепи заряда конденсатора RC. Для получения выдержек времени большой длительности следует применять конденсаторы емкостью $C = 1—10$ *мкф* и резисторы сопротивлением $R = 1—10$ *Мом*. При этом нужно следить за тем, чтобы конденсатор C не разряжался через входное сопротивление релейной схемы. Для этого необходимо, чтобы входное сопротивление релейной схемы было много больше сопротивления зарядного резистора R.

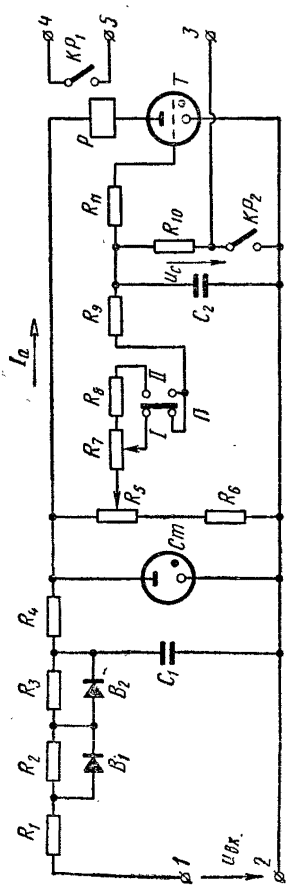


Рис. 6.14. Схема электронного реле времени ВЛ1

На рис. 6.14 приведена схема электронного реле времени типа ВЛ1, обеспечивающего время задержки в диапазоне 1—200 *сек* в зависимости от регулировки. При этом разброс времени задержки не превышает $\pm 15\%$.

Входное переменное напряжение $u_{вх} = 220$ *в* с частотой 50 *гц* подается на зажим *1—2*. Вентили B_1 и B_2, а также конденсатор C_1 являются элементами однополупериодного выпрямительного устройства с емкостным фильтром. Резистор служит для

ограничения тока выпрямителя при его включении, а резисторы R_2 и R_3 обеспечивают равенство обратных напряжений на вентилях.

Выпрямленное и сглаженное напряжение с конденсатора C_1 подается на стабилизатор напряжения (резистор R_4, стабилитрон *Ст*) и далее через обмотку реле *Р* на анод тиратрона с холодным катодом *Т*, а через делитель R_5R_6— на сетку тиратрона и зарядную цепь (резисторы R_7, R_8, R_9 и конденсатор C_2). После подачи переменного входного напряжения $u_{вх}$ начинается заряд конденсатора C_2 через резисторы R_7, R_8 и R_9. Когда напряжение на конденсаторе C_2 достигнет величины $U_{с.\ заж}$, происходит зажигание тиратрона *Т*. Появившийся анодный ток тиратрона вызывает срабатывание реле *Р*. При этом замыкаются контакты реле $КР_1$, $КР_2$, и конденсатор C_2 быстро разряжается через резистор R_{10} и контакты реле $КР_2$.

Для отпускания реле необходимо на короткое время (порядка 0,3 *сек*) отключить входное переменное напряжение, после чего реле времени опять готово к работе.

Изменением постоянной времени заряда конденсатора при помощи переменного резистора R_7 достигается плавная регулировка выдержки времени. В положении *I* переключателя выдержка времени регулируется в диапазоне 1—100 *сек*, а в положении *II* — в диапазоне 100—200 *сек*.

Надежность такого реле благодаря применению тиратрона с холодным катодом весьма высока и определяется в основном надежностью контактов реле *Р*. Допустимое число срабатываний за весь срок службы реле времени достигает 100 000.

Вопрос. Как изменится выдержка времени электронного реле времени ВЛ1 при увеличении входного напряжения?

1. Выдержка времени уменьшится (п. 6.5.2).
2. Выдержка времени останется неизменной (п. 6.5.3).
3. Выдержка времени увеличится (п. 6.5.4).

6.5.2. Вы, очевидно, решили, что при увеличении входного напряжения $u_{вх}$ возрастет напряжение на выходе выпрямителя, увеличится ток заряда конденсатора C_2 и, следовательно, уменьшится выдержка времени. Это не совсем правильно. При увеличении входного напряжения на 15—20% напряжение на выходе выпрямителя остается практически постоянным, так как оно стабилизируется с помощью стабилитрона *Ст*, и заметного изменения выдерж-

ки времени не произойдет. Изменение выдержки времени будет происходить в случае изменения параметров стабилитрона при его старении или выходе из строя. Тогда при увеличении входного напряжения на 15—20% на столько же сократится выдержка времени.

Ваш ответ неверен. Проработайте материал п. 6.5.1 и дайте правильный ответ.

6.5.3. Вы выбрали правильный ответ. При изменении входного напряжения стабилизированное напряжение на выходе выпрямителя остается приблизительно постоянным, поэтому изменение выдержки времени незначительно. Однако не забывайте о том, что стабилизатор с газоразрядным стабилитроном имеет коэффициент стабилизации не более 10—15. Поэтому при увеличении входного напряжения $u_{вх}$, скажем, на 15% напряжение на выходе выпрямителя увеличится примерно на 1%, что приведет к такому же уменьшению выдержки времени. В схемах электронных реле времени для повышения стабильности выдержки времени часто применяются специальные стабилизаторы с большим коэффициентом стабилизации, например полупроводниковые стабилизаторы.

Больше, чем входное напряжение, на стабильность выдержки времени влияет напряжение на стабилитроне, которое с течением времени может несколько изменяться. Это напряжение изменяется также при смене стабилитрона, что требует специальной регулировки выдержки времени после смены стабилитрона с помощью сопротивления R_5.

Переходите к п. 6.6.1.

6.5.4. Ваш ответ неверен. При увеличении напряжения $u_{вх}$ напряжение на выходе выпрямителя остается почти постоянным, но даже если бы оно и возрастало, это привело бы не к увеличению, а к уменьшению выдержки времени. Действительно, при увеличении напряжения на выходе выпрямителя ускоряется заряд конденсатора C_2. А за счет увеличения напряжения на аноде тиратрона T уменьшается его сеточное напряжение срабатывания. Все это может привести к уменьшению выдержки времени.

Вы выбрали самый неудачный ответ, забыли, как работает стабилитрон и тиратрон с холодным катодом. Вам следует повторить соответствующие разделы в [2], еще раз рассмотреть работу реле времени и постараться правильно ответить на вопрос.

§ 6.6. Фотоэлектронные реле

6.6.1. Во многих устройствах автоматики для контроля и блокировки часто применяют различные фотоэлектронные реле. В фотоэлектронных реле, или, как их часто называют, фотореле, входной величиной является световой поток. Фотореле срабатывает при определенной величине светового потока $F_{ср}$ и отпускает при потоке $F_{отп}$. Схема простейшего полупроводникового фотореле показана на рис. 6.15.

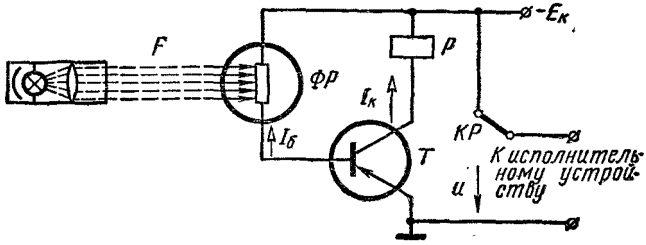


Рис. 6.15. Схема полупроводникового фотореле

Осветитель с лампой накаливания дает направленный световой поток, освещающий фоторезистор *ФР*, включенный в цепь базы полупроводникового триода *Т*. При освещении фоторезистора его сопротивление значительно уменьшается и в цепи базы протекает ток $I_б$, что вызывает усиленный ток в цепи коллектора $I_к \approx \beta I_б$, который проходит по обмотке реле *Р* и вызывает его срабатывание. При этом контакт *КР* реле размыкается и выходное напряжение u становится равным нулю.

Всякое затенение фоторезистора приводит к увеличению его сопротивления и уменьшению тока базы $I_б$, а следовательно, и тока коллектора $I_к$. При уменьшении светового потока до $F_{отп}$ ток коллектора становится меньше тока отпускания реле, которое при отпускании замыкает нормально закрытый контакт *КР*. При этом на выходных зажимах реле появляется постоянное напряжение $u = -E_к$.

Такое простейшее фотореле с успехом применяется для сигнализации об уменьшении светового потока ниже определенного уровня $F_{отп}$. Уменьшение светового потока, попадающего на фоторезистор, может быть связано не только с уменьшением светового потока лампы накаливания, но также с появлением непрозрачных предметов между ос-

ветителем и фоторезистором (реле фотоблокировки), уменьшением прозрачности среды (реле пожарной сигнализации) и т. д.

Применение реле в цепях аварийной блокировки, пожарной сигнализации и других подобных устройствах, когда реле должно сигнализировать о наличии или угрозе аварии, предъявляет ряд добавочных требований к их надежности. Действительно, реле аварийной блокировки может в течение долгого времени оставаться в бездействии (отсутствуют аварии). При выходе же реле из строя его неисправность может обнаружиться лишь во время или после аварии. Таким образом, от исправности работы фотореле может зависеть предотвращение той или иной аварии.

Чтобы гарантировать работу реле в аварийном режиме, его схема должна обеспечивать появление выходного сигнала не только во время аварии, но и при неисправности самого реле. Отсутствие выходного сигнала свидетельствует об отсутствии аварийной обстановки и об исправности самого реле.

Рассмотренное фотореле удовлетворяет этому требованию. Действительно, при перегорании лампы осветителя, выходе из строя фоторезистора или полупроводникового триода ток коллектора триода $I_к$ уменьшится, обмотка реле P обесточится, контакт KP замкнется и на выходе фотореле появится напряжение, сигнализирующее о его неисправности.

Вопрос. В фотоэлектронном реле аварийной сигнализации (см. рис. 6.15) произошел пробой триода T (короткое замыкание между коллектором и эмиттером). Как это отразится на работе реле?

1. Реле выйдет из строя и появится выходной сигнал аварии (п. 6.6.2).

2. Реле выйдет из строя, выходной сигнал будет отсутствовать (п. 6.6.6).

6.6.2. При пробое триода по обмотке реле P проходит ток, который удерживает реле в притянутом состоянии. Такой режим внешне (с точки зрения выходных сигналов) ничем не отличается от неаварийного состояния реле. Поэтому выходной сигнал аварии в таком режиме не появляется. Более того, при наступлении аварийной ситуации и снижении освещенности фоторезистора $ФР$ уменьшается ток базы, но ток коллектора остается неизменным, и реле будет давать ложную информацию об отсутствии аварии.

Таким образом, Ваш ответ неверен. Прежде чем перейти к дальнейшему материалу, Вам надо ответить еще на один вопрос.

Вопрос. При увеличении температуры окружающей среды резко возрос темновой ток фоторезистора *ФР* (см. рис. 6.15). Как это скажется на работе реле?

1. Работа реле не изменится (п. 6.6.3).
2. Работа реле нарушится, появится выходной сигнал аварии (п. 6.6.4).
3. Работа реле нарушится, выходной сигнал аварии будет отсутствовать (п. 6.6.5).

6.6.3. При возрастании темнового тока фоторезистора *ФР* увеличится ток базы полупроводникового триода *Т*, возрастет его коллекторный ток, который протекает по обмотке реле *Р*. На первый взгляд это не приведет к отказу фотореле, так как исполнительное реле останется в притянутом состоянии. Однако увеличение темнового тока фоторезистора приведет к уменьшению чувствительности фотореле. Теперь даже при затенении фоторезистора (частичном или полном) в цепи базы проходит ток, достаточный для удержания исполнительного реле. Поэтому реле уже не сможет сигнализировать об уменьшении светового потока ниже заданного уровня ($F_{отп}$), т. е. перестанет отвечать своему назначению. Здесь проявляется основной недостаток полупроводниковых приборов — резкая зависимость параметров от температуры. Такое простейшее реле не может применяться в широком диапазоне изменения температуры окружающей среды, а лишь в диапазоне от +5 до +35° С, например, в турникетах метро. Аналогичные фотореле в более широком температурном диапазоне могут применяться лишь при наличии температурной стабилизации.

Таким образом, Ваш ответ неверен. Вам следует еще раз прочитать описание работы схемы в п. 6.6.1 и постараться выбрать правильный ответ.

6.6.4. При увеличении темнового тока фоторезистора работа реле нарушится. При значительном увеличении темнового тока реле перестанет реагировать на затенение фоторезистора, так как это не приведет к значительному снижению тока базы и исполнительное реле останется в притянутом состоянии. Однако, оставаясь все время в притянутом состоянии, исполнительное реле будет сигнализировать об отсутствии аварии, поэтому выбранный Вами ответ является неверным.

Фотореле, схема которого приведена на рис. 6.15, не защищено от воздействия повышенных температур и, в частности, не может в таком виде применяться как реле пожарной сигнализации. Действительно, во время пожара вследствие задымленности снизится световой поток от осветителя, но если одновременно с этим повысится температура, то реле может не сработать. Для применения такого реле в системе пожарной сигнализации необходима температурная стабилизация реле до температур 150—200° С.

Таким образом, Ваш ответ неверен. Подумайте и постарайтесь правильно ответить на вопрос.

6.6.5. Вы правы. При увеличении темнового тока реле становится нечувствительным к затенению фоторезистора. Поэтому работа его нарушится, а сигнал аварии не появится. Такое реле может надежно работать лишь в ограниченном диапазоне температур. Для расширения температурного диапазона необходимо применение температурной стабилизации. Температурная стабилизация необходима как для стабилизации характеристик триода (например, включением резистора в цепь эмиттера, как это показано в гл. 1), так и для стабилизации фоторезистора.

Для температурной стабилизации фоторезистора наиболее удобно применять балансные схемы. Так, применение второго неосвещаемого фоторезистора, включенного между базой и эмиттером триода T (см. рис. 6.15), позволит сделать ток базы триода независимым от темнового тока фоторезистора. Действительно, весь темновой ток будет проходить по двум фоторезисторам, не ответвляясь в цепь базы триода. Поэтому даже при значительных изменениях температуры реле сохранит работоспособность.

Переходите к п. 6.7.1.

6.6.6. Вы правы. При пробое триода реле останется в притянутом состоянии. Реле не будет отпущено даже при наступлении аварийной ситуации, так как ток коллектора пробитого триода не зависит от тока базы. Таким образом, реле не защищено от пробоя триода. В этом режиме оно дает ложный сигнал отсутствия аварии. Учитывая это, триод в схеме необходимо выбирать с большим запасом по допустимому напряжению на коллекторе, обеспечивающим надежность работы фотореле, или в схему должны быть введены добавочные элементы, сигнализирующие о выходе триода из строя.

Далее переходите к п. 6.7.1.

§ 6.7. Электронный (ламповый) вольтметр

6.7.1. При измерениях напряжения и тока в цепях с электронными лампами и полупроводниковыми триодами, как правило, пользоваться обычными электроизмерительными приборами нельзя. Это связано в основном со сравнительно большим отбором мощности измерительным прибором при незначительной общей мощности, потребляемой электронной схемой, в которой производится измерение. В таком случае подключение измерительного прибора приводит к существенному изменению режима работы электронных или полупроводниковых приборов.

Для измерений в электронных цепях применяются специальные электронные (ламповые) вольтметры. Такой вольтметр обычно представляет собой усилитель, часто с преобразованием усиливаемого напряжения, на выходе которого включен микроамперметр магнитоэлектрической системы.

Ламповый вольтметр потребляет от измеряемой цепи ничтожно малую мощность. Его входное сопротивление может достигать 50—100 *Мом*. Ламповый вольтметр может измерять напряжения в широком диапазоне частот — от постоянного напряжения до частот в несколько сотен мегагерц. И, наконец, ламповый вольтметр способен измерять (со сравнительно невысокой точностью) сопротивления резисторов, индуктивности катушек и емкости конденсаторов.

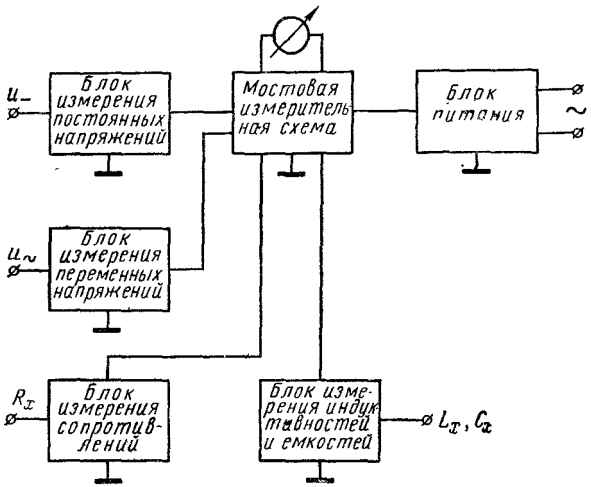


Рис. 6.16. Блок-схема лампового вольтметра

Блок-схема типового лампового вольтметра приведена на рис. 6.16.

Основу вольтметра составляет мостовая измерительная схема с показывающим прибором—миллиамперметром. Упрощенная мостовая измерительная схема лампового вольтметра типа ВК7-3 (А4-М2) изображена на рис. 6.17.

Она представляет собой параллельный балансный усилитель постоянного тока с катодной нагрузкой. Между катодами левого и правого (по схеме) триодов включен магни-

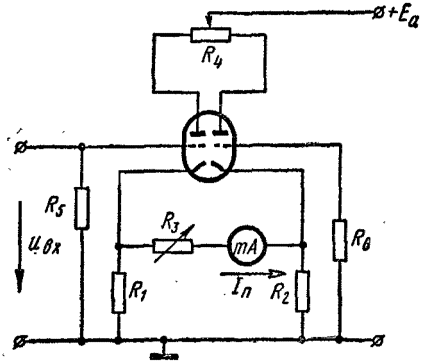


Рис. 6.17. Мостовая измерительная схема лампового вольтметра

тоэлектрический миллиамперметр. Сопротивления катодных резисторов R_1 и R_2 одинаковы по величине. При отсутствии входного сигнала потенциалы сеток левого и правого триодов равны нулю, по лампам проходят равные токи, напряжение между катодами и ток миллиамперметра отсутствуют.

Для балансирования токов обеих ламп служит переменный резистор R_4, ручка которого выведена на лицевую панель вольтметра как «установка нуля».

При подаче на вход постоянного положительного напряжения ток левого триода увеличивается, напряжение на его катоде возрастает, и по миллиамперметру проходит ток прибора $I_п$. При правильном выборе рабочих точек триодов на линейных участках характеристик ток прибора пропорционален приложенному входному напряжению $u_{вх}$, т. е. $I_п = Cu_{вх}$.

При изменении (увеличении) сопротивления резистора R_3 изменяется (уменьшается) коэффициент пропорциональности C. Таким образом, изменяя сопротивление резистора R_3 ступенями, можно изменять ступенями чувст-

вительность прибора, изменяя тем самым предел измеряемых напряжений. При плавном изменении сопротивления резистора R_3 возможна плавная подрегулировка чувствительности в пределах одной шкалы (производится при наладке прибора или после смены лампы).

На вход мостовой измерительной схемы можно подавать только постоянные напряжения от 0,1 до 5—10 *в*. При $u_{вх} < 0{,}1$ *в* чувствительность миллиамперметра оказывается недостаточной для нужного отклонения стрелки прибора. При больших входных напряжениях работа усилительной лампы мостовой измерительной схемы будет выходить за пределы линейных участков характеристик, что приведет к появлению нелинейных искажений, а следовательно, к погрешностям измерений. Если необходимо измерить постоянные напряжения $u_{вх} < 0{,}1$ *в* или $u_{вх} > 10$ *в*, то в первом случае сначала усиливают измеряемое напряжение, а во втором — ослабляют его так, чтобы напряжение на входе мостовой измерительной схемы лежало в указанных пределах. Для преобразования постоянного измеряемого напряжения в величину, лежащую в указанных пределах, служит блок измерения постоянных напряжений (см. рис. 6.16). При измерении постоянных напряжений $u_{вх} > 0{,}1$ *в* нет необходимости усиливать измеряемое напряжение, и блок измерения постоянных напряжений состоит из обычного делителя напряжения.

В вольтметрах, предназначенных для измерений малых напряжений (единицы и десятки милливольт), между делителем напряжения и мостовой измерительной схемой включается усилитель постоянного тока.

При измерении переменных напряжений следует производить выпрямление измеряемого напряжения в блоке измерения переменных напряжений.

На рис. 6.18 приведена упрощенная схема блока измерения переменных напряжений лампового вольтметра ВК7-3. Измеряемое переменное напряжение подается на параллельный детектор, состоящий из конденсатора C и диода 4Д5С, затем на сглаживающий фильтр $R_ф C_ф$ и делитель $R_1 — R_7$.

Параллельный детектор (выпрямитель) работает следующим образом. Во время положительной полуволны входного переменного напряжения $u_{вх} = u_{\sim}$ по конденсатору и диоду проходит ток i_C, который заряжает конденсатор C практически до амплитудного значения входного напряжения U_m (рис. 6.19, *а*).

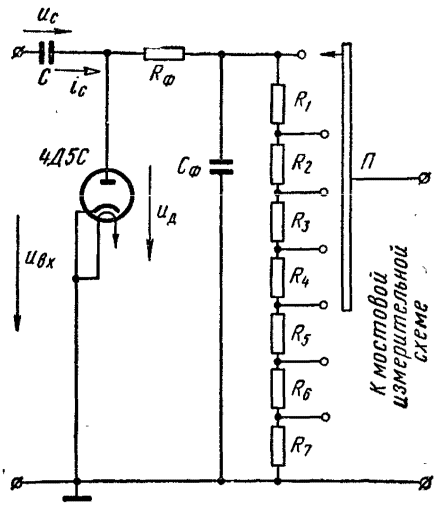


Рис. 6.18. Блок измерения переменных напряжений лампового вольтметра

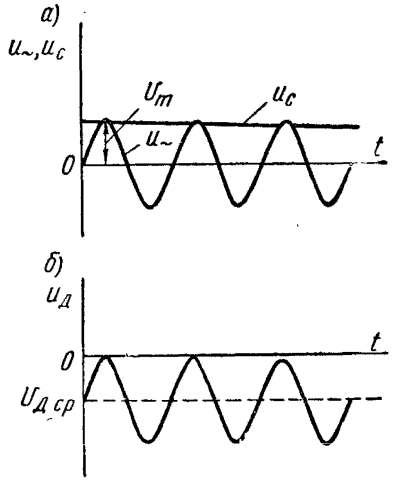


Рис. 6.19. Временные диаграммы работы параллельного детектора

Напряжение на диоде (см. рис. 6.18)

$$u_д = u_\sim - u_C \approx u_\sim - U_m. \qquad (6.7)$$

Нетрудно видеть, что оно содержит постоянную составляющую (рис. 6.19, *б*).

Выпрямленное напряжение на выходе параллельного детектора имеет очень большие пульсации. Для сглаживания этих пульсаций служит Г-образный $R_ф C_ф$-фильтр. Отфильтрованное напряжение подается на делитель R_1—R_7 (см. рис. 6.18), такой же, как в блоке измерения постоянных напряжений, а после него — на вход мостовой измерительной схемы.

В блоке измерения сопротивлений измеряемый резистор R_x подключается последовательно с постоянным резистором $R_{доб}$ к стабилизированному источнику постоянного напряжения $U_{ст}$. Тогда напряжение на резисторе R_x

$$U_x = U_{ст} \frac{R_x}{R_{доб} + R_x} = f(R_x) \qquad (6.8)$$

является однозначной функцией измеряемого сопротивления. Это напряжение подается на вход мостовой измерительной схемы, а шкала прибора градуируется непосредственно в омах, килоомах или мегомах. Переключение пределов измерений осуществляется изменением сопротивления резистора $R_{доб}$.

Аналогично производится измерение индуктивностей катушек и емкостей конденсаторов. Только в этом случае измеряемая катушка индуктивности или коденсатор последовательно с резистором $R_{доб}$ подключаются к источнику переменного напряжения $u_\sim$. Падение напряжения на катушке индуктивности L_x

$$U_x = U_\sim \frac{\omega L_x}{\sqrt{R^2_{доб} + (\omega L_x)^2}} = f(L_x) \qquad (6.9)$$

является однозначной функцией измеряемой индуктивности L_x (или емкости C_x). Это напряжение выпрямляется и подается на мостовую измерительную схему.

Точность измерений лампового вольтметра зависит от измеряемой величины. Так, для вольтметра ВК7-3 погрешность измерений постоянных напряжений не превышает $\pm 3\%$, переменных напряжений $\pm 5\%$, сопротивлений $\pm 10\%$, индуктивностей и емкостей $\pm 15\%$. При этом по-

грешность измерений во многом обусловлена погрешностью высокоомных делителей и нестабильностью параметров электронных ламп, а при измерении сопротивлений, индуктивностей и емкостей также нестабильностью питающих напряжений. На переднюю панель прибора выведены следующие органы управления: переключатель вида измеряемой величины, переключатель диапазонов измерений, ручка «Установка нуля».

Перед началом измерений необходимо после прогрева прибора в течение 10 *мин* на шкале, соответствующей наи-

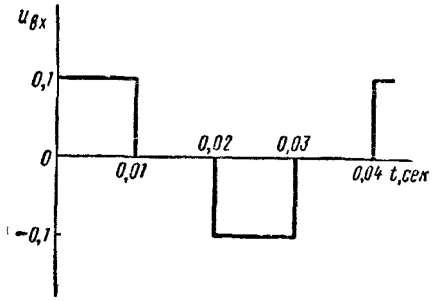


Рис. 6.20. К вопросу п. 6.7.1

большей чувствительности вольтметра, произвести балансировку мостовой измерительной схемы при помощи ручки «Установка нуля». Для этого при закороченном входе вольтметра вращением ручки «Установка нуля» добиваются установки стрелки прибора на нулевое деление шкалы. Далее переключатель вида измеряемой величины следует установить в соответствующее положение, переключатель диапазонов измерений — в соответствии с ожидаемой измеряемой величиной. Только после этого можно подключить вольтметр к схеме и произвести измерение.

Вопрос. На вход лампового вольтметра подается напряжение прямоугольной формы (рис. 6.20). Какую величину покажет ламповый вольтметр?

1. 0,5 *в* (п. 6.7.2).
2. 0,707 *в* (п. 6.7.3).
3. 1 *в* (п. 6.7.4).

6.7.2. Вы считаете, что ламповый вольтметр измеряет среднее выпрямленное значение напряжения $U_{ср} = 0{,}5$ *в*. Действительно, такие вольтметры существуют и называют-

ся вольтметрами средних значений. На их шкале обязательно отмечено, что вольтметр измеряет $U_{ср}$. Однако рассмотренный вольтметр ВК7-3 имеет амплитудный детектор, т. е. постоянное напряжение, полученное на выходе блока измерения переменных напряжений, равно амплитуде переменного входного напряжения. Это связано с тем, что при детектировании переменного напряжения $u_{вх}$ конденсатор C (см. рис. 6.18) заряжается от амплитуды входного напряжения (см. рис. 6.19, *а*).

Таким образом, Вы выбрали верный ответ. Вам следует еще раз внимательно рассмотреть материал п. 6.7.1 и постараться правильно ответить на поставленный вопрос.

6.7.3. Если Вы думаете, что вольтметр ВК7-3 измеряет действующее значение напряжения, то Вы ошибаетесь. Для измерения действующих значений несинусоидальных напряжений вольтметр должен быть снабжен специальным квадратичным детектором, который достаточно сложен и обеспечивает невысокую точность. Такого детектора в вольтметре ВК7-3 нет; в нем применен амплитудный детектор (см. рис. 6.18), в котором постоянное выпрямленное напряжение равно амплитуде входного напряжения $u_{вх}$. Однако вольтметр, действительно, покажет 0,707 *в*, так как этот прибор имеет шкалу переменных напряжений, проградуированную в масштабе 0,707 от амплитудной величины. Таким образом, показания вольтметра $A = 0{,}707 \cdot 1$ *в* $=$ $= 0{,}707$ *в*. Такая градуировка удобна при измерении синусоидальных напряжений, так как 0,707 от амплитуды синусоиды в точности равно ее действующему значению. При измерении напряжений несинусоидальной формы вольтметр показывает не действующее значение напряжения, а лишь $0{,}707U_m$. В нашем примере $0{,}707U_m = 0{,}707$ *в*, что и показывает вольтметр.

Переходите к п. 6.8.1.

6.7.4. Вы правильно решили, что в вольтметре ВК7-3 применен амплитудный детектор, поэтому он покажет амплитудное значение входного напряжения. Однако Вы не учли, что электронные приборы обычно не градуируются в амплитудных значениях напряжения, а имеют шкалу, проградуированную в масштабе $0{,}707U_m$. Это делается для того, чтобы при измерении синусоидальных напряжений они показывали действующее значение, равное 0,707 от амплитудного.

Таким образом, Вы выбрали неправильный ответ. Вы недостаточно внимательно прочли описание работы лампо-

вого вольтметра. Поэтому прежде чем перейти к дальнейшему материалу, Вам следует вернуться к п. 6.7.1 и выбрать правильный ответ.

§ 6.8. Электронный осциллограф

6.8.1. Электронным осциллографом (записывающим прибором), или осциллоскопом (прибором для визуального наблюдения) называется устройство, позволяющее визуально наблюдать на экране электроннолучевой трубки изме-

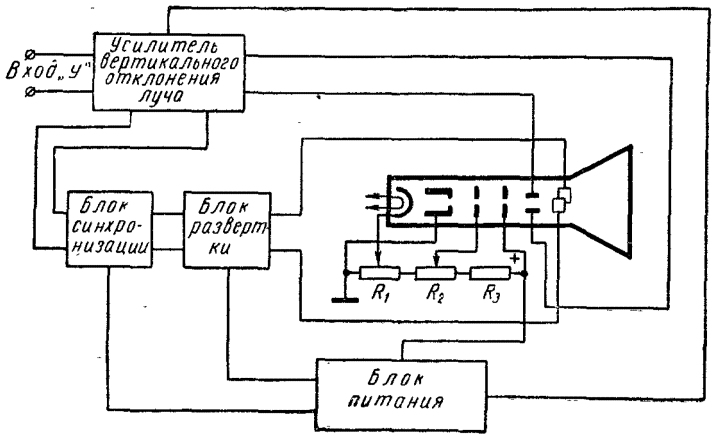


Рис. 6.21 Блок-схема электронного осциллографа

нение токов или напряжений во времени, а также производить измерения ряда параметров исследуемых процессов.

Блок-схема простейшего электронного осциллографа приведена на рис. 6.21.

Основу осциллографа составляет электроннолучевая трубка. Усилитель вертикального отклонения луча (канала «У») служит для усиления исследуемого напряжения, которое затем подается на пластины вертикального отклонения электроннолучевой трубки.

Блок развертки служит для создания напряжения, линейно изменяющегося во времени (пилообразного напряжения). Это напряжение подается на пластины горизонтального отклонения электроннолучевой трубки.

Блок синхронизации служит для синхронизации напряжения развертки с исследуемым напряжением. Как будет

показано ниже, неподвижное изображение на экране электроннолучевой трубки может быть получено только при кратности частот напряжения развертки и исследуемого сигнала.

Блок питания создает питающие напряжения, необходимые для работы всех блоков осциллографа и электроннолучевой трубки.

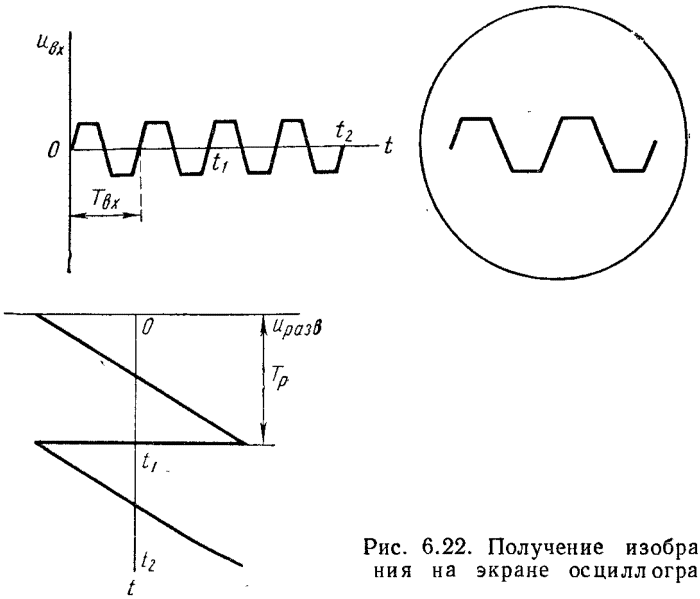


Рис. 6.22. Получение изображения на экране осциллографа

Прежде чем перейти к описанию работы различных блоков осциллографа, рассмотрим принцип получения неподвижного изображения на экране осциллографа.

Пусть на пластины вертикального отклонения электроннолучевой трубки подается усиленное входное напряжение $Ku_{вх}$, а на пластины горизонтального отклонения — пилообразное напряжение от блока развертки. При подаче напряжений на пластины трубки происходит смещение электронного луча на ее экране. На рис. 6.22 показано получение изображения на экране электроннолучевой трубки при одновременном воздействии двух напряжений.

Как видно из рисунка, одни период напряжения развертки $T_р$ соответствует двум периодам исследуемого напряжения $T_{вх}$, поэтому на экране видны два периода входного напряжения.

В момент времени $t_1 = T_р$ напряжение развертки скачком изменяется до первоначальной величины, и изображение на экране осциллографа повторяется. Для получения неподвижного изображения на экране необходимо, чтобы изображение, полученное во второй период развертки ($t_1 \leqslant t \leqslant t_2$), в точности наложилось на ранее полученное изображение. Очевидно, совпадение изображений получится только при краткости периодов (см. рис. 6.22).

Если период напряжения развертки $T_р$ не равен целому числу периодов входного напряжения $T_{вх}$, то наложения изображений не произойдет, каждое следующее изображение окажется несколько сдвинутым и вместо неподвижного изображения на экране осциллографа получится движущееся изображение, непригодное для визуального исследования.

Если закон изменения напряжения развертки отличается от линейного, то форма исследуемого напряжения искажается. Действительно, при линейном напряжении развертки $u_р = At$ и при $0 \leqslant t \leqslant t_1$ луч на экране осциллографа перемещается в горизонтальной плоскости с постоянной скоростью, как показано на рис. 6.22. Если линейный закон изменения напряжения $u_р$ нарушается то горизонтальная скорость луча на экране осциллографа не остается постоянной, происходит растягивание изображения на участке с большой скоростью и сжатие — на участке с малой скоростью.

Таким образом, для уменьшения искажений закон изменения напряжения развертки должен максимально приближаться к линейному.

Вопрос. В каком соотношении должны находиться период развертки $T_р$ и период исследуемого напряжения $T_{вх}$, чтобы на экране осциллографа было видно три периода входного напряжения??

1. $T_{вх} = 3T_р$ (п. 6.8.2).
2. $T_р = 3T_{вх}$ (п. 6.8.3).
3. $T_р = T_{вх}$ (п. 6.8.4).

6.8.2. При соотношении $T_{вх} = 3T_р$ в течение одного периода входного напряжения луч на экране осциллографа трижды пересечет его справа налево. Поэтому на экране осциллографа появятся три изображения, каждое из которых содержит около $^1/_3$ периода исследуемого напряжения.

Если Вы когда-либо работали с электронным осциллографом, Вам будет ясно, что исследование формы входного напряжения в этом случае невозможно, так как три раз-

личных изображения накладываются друг на друга. Таким образом, Вы выбрали неправильный ответ.

Вернитесь к п. 6.8.1 и попытайтесь еще раз ответить на вопрос.

6.8.3. Вы правы. За один период напряжения развертки пройдут три периода исследуемого напряжения и на экране осциллографа будут видны эти три периода исследуемого напряжения. Однако рабочий ход луча слева направо по экрану осциллографа обычно составляет $(0{,}7—0{,}9)T_р$, а остальное время $(0{,}3—0{,}1)T_р$ приходится на его обратный ход (обратный ход луча на экране не виден, так как на это время луч гасится). Таким образом, на экране осциллографа появятся почти полные три периода входного напряжения.

Переходите к п. 6.8.5.

6.8.4. Почему Вы решили, что периоды напряжения развертки и входного напряжения должны быть равны? При равенстве периодов движение луча на экране осциллографа слева направо (рабочий ход) будет соответствовать лишь части периода $T_{вх}$. Поэтому на экране осциллографа будет виден лишь один неполный период исследуемого напряжения. Часть же периода входного напряжения, которая придется на обратный ход луча, на экране осциллографа будет отсутствовать, что, естественно, искажает наблюдаемую осциллограмму. Поэтому при работе с осциллографом не рекомендуется устанавливать частоту развертки равной частоте входного напряжения. Однако равенство частот легко устанавливается при большом усилении в цепи синхронизации, так как в этом случае каждый синхронизирующий импульс поджигает тиратрон в схеме развертки (см. п. 5.4.5); поэтому для получения других соотношений между периодами напряжения развертки и входного напряжения следует ослабить величину синхронизирующего сигнала (ручка «Амплитуда синхронизации») и изменить частоту генератора развертки. Таким образом Вы выбрали неправильный ответ.

Вернитесь к п. 6.8.1 и попытайтесь выбрать правильный ответ.

6.8.5. Усилитель вертикального отклонения луча представляет собой обычный усилитель напряжения с резисторно-емкостной связью. На вход усилителя подается исследуемое напряжение, величина которого может лежать в пределах от нескольких милливольт до сотен вольт. Чувствительность современных электроннолучевых трубок со-

ставляет 0,1—0,25 *мм/в*, поэтому для достаточного отклонения луча на отклоняющие пластины необходимо подавать напряжение 100—200 *в*. Коэффициент усиления усилителя вертикального отклонения луча обычно достигает 1000—10 000. При исследовании больших напряжений коэффициент усиления усилителя необходимо уменьшать. Для ступенчатого уменьшения коэффициента усиления служит такой же делитель напряжения, как и в ламповом вольтметре.

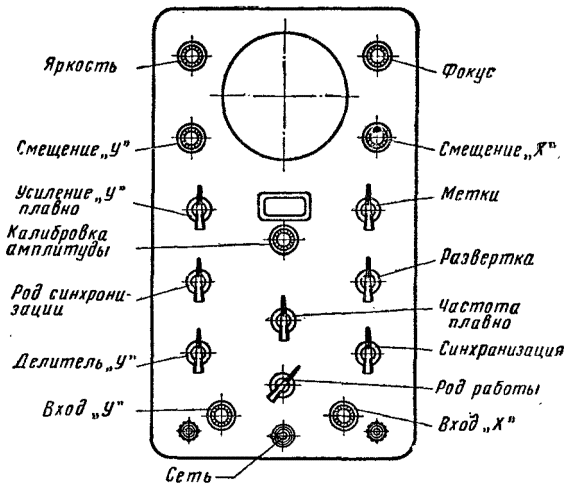


Рис. 6.23. Передняя панель осциллографа

Делитель включается либо на входе усилителя, либо между его каскадами. Для плавной регулировки служит потенциометр. Ручки управления — переключатель делителя напряжения и ручка потенциометра для плавного изменения коэффициента усиления — выведены на переднюю панель осциллографа (рис. 6.23) и называются соответственно «Делитель У» и «Усиление У плавно».

В осциллографах, предназначенных для исследования низкочастотных сигналов, в качестве усилителя вертикального отклонения луча применяют УПТ, что позволяет наблюдать на экране соотношения между постоянными и переменными составляющими исследуемого сигнала. Осциллографы, имеющие усилители с резисторно-емкостной связью, не позволяют наблюдать на экране постоянные составляющие входного сигнала.

При исследовании высокочастотных сигналов могут возникнуть частотные искажения, если сигнал содержит частоты выше верхней граничной частоты $f_в$ усилителя. Для исследования высокочастотных сигналов в осциллографах применяются специальные широкополосные усилители вертикального отклонения луча с высоким значением $f_в$ (до 10—20 *Мгц*).

Блок развертки содержит генератор пилообразных напряжений, принцип работы и схемы которого были рассмотрены в гл. 5.

Если напряжение генератора развертки недостаточно для значительного отклонения луча, в блоке развертки может применяться усилитель горизонтального отклонения (Усилитель канала «X»), усиливающий напряжение развертки до необходимой величины.

Период напряжения развертки регулируется изменением постоянной времени зарядной цепи генератора пилообразных напряжений, причем в процессе работы период этого напряжения может несколько изменяться. Во избежание непрерывной подстройки частоты генератора пилообразных напряжений применяется блок синхронизации. Блок синхронизации подает усиленное входное напряжение на сетку тиратрона генератора развертки. Как показано в гл. 5, это обеспечивает точную синхронизацию входного напряжения и напряжения развертки. Блок синхронизации обычно представляет собой усилитель, который работает на нелинейном участке характеристик лампы и преобразует синусоидальное входное напряжение в напряжение прямоугольной формы.

От блока развертки и блока синхронизации на переднюю панель осциллографа (см. рис. 6.23) выведены ручки управления: «Развертка», «Частота плавно» и «Синхронизация». Ступенчатое изменение частоты напряжения развертки (ручка «Развертка») осуществляется переключением конденсатора, а плавное — изменением величины сопротивления резистора зарядной цепи генератора пилообразных напряжений.

Блок питания осциллографа обычно состоит из нескольких выпрямителей и фильтров. В нем часто применяются электронные стабилизаторы напряжения. Для питания электроннолучевой трубки используется специальный высоковольтный выпрямитель. Как известно, на второй анод электроннолучевой трубки подается высокий положительный потенциал, величиной в несколько киловольт. Потен-

циалы первого анода и катода регулируются с помощью потенциометров R_1, R_2 (см. рис. 6.21).

Потенциометр R_1 позволяет изменять напряжение, приложенное между катодом и модулятором электроннолучевой трубки, и тем самым изменять интенсивность электронного луча, а следовательно, и яркость изображения на экране трубки. Потенциометр R_2 служит для изменения потенциала первого анода, что позволяет осуществлять точную фокусировку изображения. Ручки потенциометров R_1 и R_2 выводятся на переднюю панель осциллографа и называются соответственно «Яркость» и «Фокус» (см. рис. 6.23).

Кроме указанных ручек управления, на переднюю панель осциллографа выводятся также ручки потенциометров, обеспечивающих смещение луча по вертикали и горизонтали: «Смещение У» и «Смещение Х». Такое смещение достигается изменением постоянной составляющей напряжения, подаваемого на пластины вертикального и горизонтального отклонения.

Электронный осциллограф позволяет не только изучать временные зависимости исследуемых величин, но и получать на экране осциллографа зависимости одной величины от другой. Для этого отключается блок развертки, и на пластины горизонтального отклонения электроннолучевой трубки подается второе исследуемое напряжение (обычно через усилитель канала «Х»). В этом случае смещение луча на экране осциллографа происходит под действием двух изменяющихся во времени напряжений $u_{вх«У»}$ и $u_{вх«Х»}$ и изображение на экране соответствует функции $u_{вх«У»} = f(u_{вх«Х»})$.

Современный электронный осциллограф является сложным устройством, предназначенным для различного рода измерений. Поэтому, кроме рассмотренных блоков, осциллограф может содержать также устройства для измерения длительности процессов, величин входных напряжений и т. п.

Вопрос. На вход электронного осциллографа подано исследуемое напряжение с амплитудой 0,1 *в*, размер изображения на экране осциллографа 40 *мм*. Как изменится размер изображения при увеличении напряжения на втором аноде?

1. Размер изображения не изменится (п. 6.8.6).
2. Размер изображения увеличится (п. 6.8.7).
3. Размер изображения уменьшится (п. 6.8.8).

6.8.6. Вы, конечно, помните, что напряжение на втором аноде составляет несколько киловольт. Это напряжение ускоряет электроны электронного луча трубки. Чем выше напряжение на втором аноде, тем больше скорость электронов, тем больше яркость изображения на экране. Однако при повышении скорости электронов изменяется время пролета между отклоняющими пластинами, которые находятся после второго анода, а следовательно, изменяется угол отклонения луча на экране и размер изображения. Поэтому Ваш ответ неверен. При изменении напряжения на втором аноде чувствительность трубки не остается постоянной.

Вам следует вспомнить принцип работы электронно-лучевой трубки в [2], вернуться к п. 6.8.5 и постараться правильно ответить на вопрос.

6.8.7. Вы решили, что с увеличением напряжения на втором аноде чувствительность трубки изменится. Однако при увеличении напряжения на втором аноде электроны получают добавочную скорость в направлении электронного луча. Это приведет к уменьшению времени, в течение которого электроны пролетают вблизи отклоняющих пластин, и импульс отклоняющей силы уменьшится. Это не может привести к увеличению угла отклонения луча при увеличении напряжения. Вы выбрали неправильный ответ.

Повторите описание работы электроннолучевой трубки в [2] и п. 4.8.6.

6.8.8. С увеличением напряжения на втором аноде увеличивается продольная составляющая скорости электронов, уменьшается их угол отклонения в поле отклоняющих пластин и размер изображения на экране. Таким образом, Вы выбрали правильный ответ. Действительно, трубки, обладающие высокой чувствительностью, как правило, имеют невысокое напряжение на втором аноде, но это приводит к снижению яркости изображения на экране. В скоростных трубках, где необходима большая энергия электронного луча, напряжение на втором аноде может достигать нескольких десятков киловольт, но чувствительность этих трубок очень низка, и они требуют большого предварительного усиления сигнала, применения сложных усилителей вертикального и горизонтального отклонения луча.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бонч-Бруевич М. А. Радиоэлектроника в экспериментальной физике. Изд-во «Наука», 1966.

2. Герасимов В. Г. [и др.]. Основы промышленной электроники. Программированное учебное пособие, ч. I. Изд-во «Высшая школа», 1969.

3. Штейн Н. И Автогенераторы гармонических колебаний. Связьиздат, 1961.

4. Общая электротехника. Под редакцией В. С. Пантюшина. Изд-во «Высшая школа», 1970.

5. Эрглис К. Э. и Степаненко И. П. Электронные усилители. Физматгиз, 1961.

6. Герасимов В. Г., Князьков О. М., Краснопольский А. Е. Основы промышленной электроники. Изд-во «Высшая школа», 1968.

7. Гольденберг Л. М. Основы импульсной техники. Связьиздат, 1963.

8. Каганов И. Л. Промышленная электроника. Изд-во «Высшая школа», 1968.

9. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. Госэнергонздат, 1962.

10. Энциклопедия современной техники. Автоматизация производства и промышленная электроника. «Советская энциклопедия», 1964.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Стр.

Предисловие 3

Глава 1. **Усилительные каскады** 5

§ 1.1 Классификация усилителей 5
§ 1.2. Принцип действия ламповых усилительных каскадов 8
§ 1.3. Режимы работы усилителей 17
§ 1.4. Усилительный каскад на триоде с анодной нагрузкой 22
§ 1.5. Усилительный каскад на пентоде с анодной нагрузкой 32
§ 1.6. Усилительный каскад с катодной нагрузкой . . 35
§ 1.7. Режим работы по постоянному току усилительного каскада с коллекторной нагрузкой (с общим эмиттером) 42
§ 1.8. Стабилизация положения рабочей точки при изменениях температуры 49
§ 1.9. Усилительный каскад с коллекторной нагрузкой 58
§ 1.10. Усилительные каскады с общим коллектором и с общей базой 70

Глава 2. **Многокаскадные усилители напряжения** . . . 76

§ 2.1. Ламповый усилитель напряжения с резисторно-емкостной связью 76
§ 2.2. Полупроводниковые усилители напряжения с резисторно-емкостной связью 89
§ 2.3. Усилители напряжения с трансформаторной связью 96

Глава 3. **Усилители мощности и специальные типы усилителей** 103

§ 3.1. Однотактные ламповые усилители мощности . . 103
§ 3.2. Двухтактные ламповые усилители мощности . . 116
§ 3.3. Усилители мощности на полупроводниковых триодах 121
§ 3.4. Усилители мощности, питаемые переменным анодным напряжением 124
§ 3.5. Обратные связи в усилителях 133
§ 3.6. Усилители медленно изменяющихся сигналов . 147
§ 3.7. Балансные усилители постоянного тока . . . 161
§ 3.8. Усилители с преобразованием напряжения . . 167
§ 3.9. Избирательные усилители 174

Глава 4. **Выпрямительные устройства** 189
§ 4.1. Общие сведения о применении электрических вентилей в выпрямительных устройствах 189
§ 4.2. Однополупернодная схема выпрямителя переменного тока 193
§ 4.3. Двухполупериодные схемы выпрямителей переменного тока 199
§ 4.4. Выпрямители с регулируемым выпрямленным напряжением 207
§ 4.5. Сглаживающие фильтры 220
§ 4.6. Выпрямительные устройства с умножением напряжения 231
§ 4.7. Стабилизаторы напряжения и тока 235
§ 4.8. Внешние характеристики выпрямительных устройств 247
Глава 5. **Электронные генераторы** 252
§ 5.1. Генератор синусоидальных колебаний с самовозбуждением (автогенератор) 253
§ 5.2. Стабилизация частоты автогенераторов 263
§ 5.3. Низкочастотные автогенераторы синусоидальных колебаний 267
§ 5.4. Генераторы пилообразного напряжения . . . 275
§ 5.5. Мультивибраторы 280
Глава 6. **Электронные релейные измерительные устройства** 291
§ 6.1. Общие сведения 291
§ 6.2. Триггеры 293
§ 6.3. Пересчетные схемы 299
§ 6.4. Реле напряжения 303
§ 6.5. Реле времени 309
§ 6.6. Фотоэлектронные реле 313
§ 6.7. Электронный (ламповый) вольтметр 317
§ 6.8. Электронный осциллограф 324
Литература 332

Герасимов Виктор Григорьевич,
Князьков Олег Михайлович,
Краснопольский Александр Евгеньевич,
Покровский Алексей Дмитриевич,
Сухоруков Василий Васильевич

ОСНОВЫ ПРОМЫШЛЕННОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Программированное учебное пособие, ч. II.

Редактор Т. И. Артемова
Художественный редактор Т. М. Скворцова
Техн. редактор Р. С. Родичева
Корректор М. М. Малиновская

Т—11926 Сдано в набор 12/II 1971 г. Подп. к печати 15/VII 1971 г. Формат .84×108$^{1}/_{32}$. Объем 10,5 печ. л. 17,64 усл. п. л. Уч.-изд. л. 16,24. Изд. ЭР—106. Тираж 50000 экз. Заказ 130. Цена 67 коп.

План выпуска литературы издательства «Высшая школа» (вузы и техникумы) на 1971 г.
Позиция № 91

Москва, К-51, Неглинная ул., д. 29/14
Издательство «Высшая школа»

Ярославский полиграфкомбинат Главполиграфпрома Комитета по печати при Совете Министров СССР.
Ярославль, ул. Свободы, 97.